

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ**

«На правах рукопису»
УДК 621.314

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри

(підпис) Ю.С. Ямненко
(ініціали, прізвище)
« _____ » _____ 2019 р.

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра**

зі спеціальності _____ 171 Електроніка
(код і назва)

освітня програма (спеціалізація) _____ Електронні компоненти і системи
на тему: Діагностування та прогнозування станів DC-DC перетворювача з
проміжною ланкою змінного струму

Виконав: студент _____ II курсу, групи _____ ДС-81мп
(шифр групи)

_____ Овсієнко Максим Юрійович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник _____ д.т.н, проф. Терещенко Т.О. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант _____
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент _____ д.т.н, проф. Найда С.А. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант
по нормоконтролю _____ к.т.н, доц. Батрак Л.М. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних
посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2019 року

**Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра промислової електроніки
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва)

Освітня програма (спеціалізація) Електронні компоненти і системи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

(підпис) Ю.С. Ямненко
(прізвище ініціали)

« ____ » _____ 2019 року

**З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ СТУДЕНТУ
Овсієнко Максим Юрійович**

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Діагностування та прогнозування станів DC-DC перетворювача з проміжною ланкою змінного струму
науковий керівник дисертації Терещенко Т.О. д.т.н, проф.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
- затверджені наказом по університету від « 07 » листопада 2019 року №3859-с
2. Термін подання студентом дисертації « 11 » грудня 2019 року _____
3. Об'єкт дослідження Електромагнітні процеси в DC-DC перетворювачах під час роботи в справному та аварійному станах.
4. Вихідні дані Вхідна напруга $V_{IN}=15$ В, Максимальний вхідний струм $I_{IN}=8$ А, Максимальна постійна напруга в режимі підсилення $V_{DC(peak)}=30$ В, вихідна напруга $V_{OUT}=205$ В, частота перемикання $f_{sw}=50$ Гц, коефіцієнт трансформації $n=1:4$, ємність конденсаторів $CqZ1$ та $CqZ2=26.4$ мкФ, індуктивність індукторів $LqZ1$ та $LqZ2=0.5$ мкГн, ємність вихідних конденсаторів $Cf1$ та $Cf2=2.2$ мкФ.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити 1.Методи діагностування та прогнозування несправностей перетворювачів. 2. Обґрунтування вибору схеми силових інверторів в DC-DC перетворювачах. 3. Моделювання квазі-Z DC-DC перетворювача та діагностування несправностей. 4. Розробка стартап-проекту.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу Презентація
7. Орієнтовний перелік публікацій 1. М.Ю. Овсієнко «Дослідження роботи DC-DC перетворювача при зміні параметрів його елементів». XI міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018»: Тези доповідей – Київ, 3-5 квітня 2018 р. - с. 292-295. 2. Хижняк Т.А., Терещенко Т.О., Овсієнко М.Ю., Лайкова Л.Г. Діагностика DC-DC перетворювачів з квазі-імпедансною ланкою. Мікросистеми, електроніка та акустика Том 23, №2(103), 2018, с.42-48. 3. Терещенко Т.О., Хижняк Т.А., Лайкова Л.Г., Овсієнко М.Ю., Заруба Д.С. Визначення несправностей елементів напівпровідникових перетворювачів. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. 2018. Том 29(68) № 5, частина 3, с. 127-132. 4. Терещенко Т.О., Федін І.С., Овсієнко М.Ю., Лайкова Л.Г. Автономні інвертори в системах електроживлення з відновлюваними джерелами енергії. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. №2, 2019, с.49-54.

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 06 листопада 2019 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Огляд літературних джерел діагностування і прогнозування станів перетворювачів	15.02.19-01.04.19	
2	Огляд топологій інверторів в системах з альтернативними джерелами енергії	01.04.19-01.05.19	
3	Аналіз процесів у Z та квазі-Z інверторах	01.05.19-01.06.19	
4	Моделювання інверторів та квазі-Z DC-DC перетворювача	01.06.19-01.08.19	
5	Діагностування несправностей квазі-Z DC-DC перетворювача	01.08.19-01.10.19	
6	Прогнозування часу безаварійної роботи квазі-Z DC-DC перетворювача	01.10.19-01.11.19	
7	Розробка стартап-проекту	01.11.19-01.12.19	

Студент

(підпис)

М. Ю. Овсієнко

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

Т.О. Терещенко

(ініціали, прізвище)

ЗМІСТ

ВСТУП.....	9
РОЗДІЛ 1. МЕТОДИ ДІАГНОСТУВАННЯ ТА ПРОГНОЗУВАННЯ	
НЕСПРАВНОСТЕЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	13
1.1. Причини несправностей елементів перетворювача та їх діагностика.....	14
1.2. Огляд методів діагностування перетворювачів	16
1.2.1. Класифікація методів ідентифікації несправностей перетворювачів	16
1.2.2. Пасивні методи ідентифікації. Метод Брандона.....	18
1.2.3. Метод множинної кореляції.....	20
1.2.4. Метод конкуруючих моделей	24
1.2.5. Метод групового урахування аргументів	26
1.3. Методи прогнозування станів перетворювачів.....	30
1.3.1. Імовірнісний метод прогнозування	30
1.3.2. Прогнозування методом чисельного аналізу	32
1.3.3. Адаптивний метод лінійної фільтрації	35
1.3.4. Прогнозування процесів з детермінованими основами	36
Висновки до першого розділу.....	37
РОЗДІЛ 2. ОБҐРУНТУВАННЯ ВИБОРУ СХЕМИ СИЛОВИХ	
ІНВЕРТОРІВ В DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ.....	39
2.1. Огляд топологій інверторів у системах електроживлення з	
альтернативними джерелами	39
2.2. Мостовий інвертор Н типу.....	44
2.3. Z інвертор.....	46
2.4. Квазі-Z інвертор	55
2.5. Порівняння Z та квазі-Z інверторів	60
2.5.1. Спільні риси інверторів	61
2.5.2. Відмінні риси інверторів	63
Висновки до другого розділу	66
РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ КВАЗІ-Z DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА ТА	
ДІАГНОСТУВАННЯ НЕСПРАВНОСТЕЙ	68

3.1. Квазі-Z DC-DC перетворювач	68
3.2. Моделювання перетворювача в середовищі Simulink	72
3.3. Діагностування аварійних станів.....	74
3.4. Діагностування передаварійних станів.....	79
3.5. Прогнозування аварійних станів	89
Висновки до третього розділу.....	95
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ	97
4.1. Опис ідеї проекту	99
4.2. Технологічний аудит ідеї проекту.....	99
4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	100
4.4. Розробка маркетингової програми стартап-проекту	103
Висновки до четвертого розділу.....	104
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	105
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	107

АНОТАЦІЯ

У зв'язку з популяризацією та швидким розповсюдженням альтернативних джерел енергії зріс попит на сучасні енергоефективні перетворювачі електроенергії, що в свою чергу викликало необхідність діагностування можливих несправностей та прогнозування часу роботи даних схем.

Задачею даного дослідження є розробка способів діагностування аварійних та передаварійних станів квазі- Z $DC-DC$ перетворювача, а також розробка способу визначення часу його безаварійної роботи.

Показано переваги застосування квазі- Z інвертора у якості складової частини перетворювача. Розглянуто принцип роботи квазі- Z $DC-DC$ перетворювача напруги, виконано його моделювання в *MATLAB R2014a* – *Simulink R2014a* й отримано часові діаграми струмів і напруг перетворювача.

В результаті досліджень запропоновано визначення наявності аварійного стану $DC-DC$ перетворювачів за спектром Уолша. Для діагностування несправностей перетворювача обрано метод Брандона, а для прогнозування часу безаварійної роботи – метод чисельного аналізу. На основі обробки вимірних діагностичних показників, їх апроксимації обраними методами розроблено спосіб формування області безаварійної роботи при зміні номіналів декількох елементів перетворювача та спосіб прогнозування часу безаварійної роботи при зміні номіналу одного з елементів.

Очікується, що результати досліджень суттєво сприятимуть подальшому розвитку діагностики квазі- Z $DC-DC$ перетворювачів.

Ключові слова: $DC-DC$ перетворювач, квазі- Z перетворювач, діагностування, прогнозування, несправність.

АННОТАЦИЯ

В связи с популяризацией и быстрым распространением альтернативных источников энергии возрос спрос на современные энергоэффективные преобразователи электроэнергии, что в свою очередь вызвало необходимость диагностирования возможных неисправностей и прогнозирования времени работы данных схем.

Задачей данного исследования является разработка способов диагностирования аварийных и предаварийных состояний квази- Z $DC-DC$ преобразователя, а также разработка способа определения времени его безаварийной работы.

Показаны преимущества применения квази- Z инвертора в качестве составной части преобразователя. Рассмотрены принцип работы квази- Z $DC-DC$ преобразователя напряжения, выполнено его моделирование в *MATLAB R2014a - Simulink R2014a* и получено временные диаграммы токов и напряжений преобразователя.

В результате исследований предложено определение наличия аварийного состояния $DC-DC$ преобразователей по спектру Уолша. Для диагностирования неисправностей преобразователя выбран метод Брандона, а для прогнозирования времени безаварийной работы - метод численного анализа. На основании обработки измеренных диагностических показателей, их аппроксимации избранными методами разработан способ формирования области безаварийной работы при изменении номиналов нескольких элементов преобразователя и способ прогнозирования времени безаварийной работы при изменении номинала одного из элементов.

Ожидается, что результаты исследований существенно поспособствуют дальнейшему развитию диагностики квази- Z $DC-DC$ преобразователей.

Ключевые слова: $DC-DC$ преобразователь, квази- Z преобразователь, диагностирование, прогнозирование, неисправность.

SUMMARY

Due to the popularization and rapid spread of alternative energy sources, the demand for modern energy-efficient energy converters has increased, which in turn has necessitated the diagnosis of possible malfunctions and the prediction of the operating time of these circuits.

The objective of this study is to develop methods for diagnosing emergency and pre-emergency conditions of a quasi-Z DC-DC converter, as well as developing a method for determining the time of its trouble-free operation.

The advantages of using a quasi-Z inverter as an integral part of the converter are shown. The principle of operation of the quasi-Z DC-DC voltage converter is considered, its simulation is performed in MATLAB R2014a - Simulink R2014a, and time diagrams of the converter currents and voltages are obtained.

As a result of research, determination of DC-DC converters emergency state presence according to the Walsh spectrum is proposed. The Brandon method was chosen for diagnosing converter malfunctions, and the method of numerical analysis was used to predict the time of trouble-free operation. On the basis of the measured diagnostic parameters processing, its approximation with usage of the selected methods, a method for forming the area of trouble-free operation in case of several converter elements values change and a method for predicting the time of trouble-free operation in case of one of the elements value change has been developed.

It is expected that the results of the research will significantly contribute to the further development of the quasi-Z source DC-DC converters diagnosis.

Key words: DC-DC converter, quasi-Z converter, diagnosis, prognosis, malfunction.

ВСТУП

Актуальність теми. У зв'язку з швидким розвитком та розповсюдженням технології *MicroGrid*, що передбачає використання альтернативних джерел електроенергії у якості одного з основних елементів мережі електроживлення зросла необхідність у нових топологіях, здатних забезпечити максимальне використання джерела постійного струму, мінімальні втрати в процесі перетворення та високу якість вихідної напруги. З появою нових топологій виникла необхідність у діагностуванні їх можливих несправностей а також у прогнозуванні виходу з ладу даних схем за зміною їх струмів та напруг.

Розробці систем *MicroGrid* та *SmartGrid* з АДЕ присвячені роботи академіків Кириленко О.В. та Стогнія Б.С, розробці автономних інверторів для роботи в системах електроживлення з застосуванням відновлювальних джерел енергії присвячені роботи М.Н. Макарова, Р.Г. Хайбрахманова, Д.В. Тугая, Т.В. Анісімової, J. Rodriguez, L.G. Franquelo та інших. Діагностуванню несправностей перетворювачів електричної енергії присвячені роботи таких вчених як Ю.М. Голембіовський, І.Ф. Домнін та ін., а прогнозуванню стану перетворювачів - роботи Р.Г. Закірова, П.В. Глуценка та ін.

Отже, аналіз, ідентифікація, діагностування та прогнозування несправностей квазі- Z *DC-DC* перетворювача є актуальною темою досліджень.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертація була підготовлена на кафедрі промислової електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» відповідно до завдань держбюджетної теми МОН України «Гетерогенна мережа збору, передачі та обробки інформації для системи розподіленої генерації *MicroGrid*» (ДР № 0119U001184), в якій автор був виконавцем.

Метою дослідження є розробка методів та алгоритмів ідентифікації несправностей у часовій та спектральній області та прогнозування часу безаварійної роботи квазі- Z $DC-DC$ перетворювача.

Об'єктом дослідження є електромагнітні процеси в $DC-DC$ перетворювачах під час роботи в справному та аварійному станах.

Предметом дослідження є методи діагностування та прогнозування несправностей перетворювачів електричної енергії.

Для досягнення поставленої мети були вирішені наступні **завдання**:

- Огляд причин несправностей елементів перетворювачів;
- Класифікація методів ідентифікації та прогнозування несправностей перетворювачів;
- Огляд топологій інверторів у системах електроживлення з альтернативними джерелами енергії;
- Моделювання $DC-DC$ перетворювача з проміжною ланкою змінного струму;
- Розробка способів діагностування аварійних та передаварійних станів перетворювача по діаграмам та спектрам його струмів та напруг;
- Розробка способу визначення часу безаварійної роботи перетворювачів.

Методи дослідження: Для формування області безаварійної роботи обрано метод Брандона. Для прогнозування аварійного стану перетворювача обрано метод чисельного аналізу. Також використані методи аналізу електронних схем, метод найменших квадратів, методи апроксимації функції.

Наукова новизна одержаних результатів:

Вперше запропоновано визначення наявності аварійних станів в $DC-DC$ перетворювачах за спектром Уолша в усталеному режимі - поява більш ніж однієї ненульової складової спектру свідчить про несправність чи зміну параметрів схеми.

Вперше запропоновано визначати тип аварійного стану за значенням евклідової відстані між діаграмами нормальної роботи та діаграмами

поточного стану перетворювача, у спектральній області, оскільки порівняно з випадком аналізу в часовій області відносна різниця є в 9,6 разів більшою.

При одночасній зміні декількох параметрів схеми перетворювача вперше запропоновано в якості діагностичних показників використовувати середнє значення випрямленої напруги навантаження та амплітудне значення вхідного струму, що дало змогу сформувати область безаварійної роботи, вихід за межі якої свідчить про появу несправності.

Показано, що точність визначення часу безаварійної роботи залежить від функції апроксимації зміни діагностичного параметру.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Надано рекомендації для визначення наявності аварійних станів перетворювачів за значенням евклідової відстані між діаграмами нормальної роботи та діаграмами поточного стану перетворювача у спектральній області.

2. Розроблено спосіб, що дозволяє, при зміні номіналу одного з елементів схеми, за значеннями двох діагностичних показників - середнього значення випрямленої напруги навантаження в усталеному режимі та часу перехідного процесу, визначити поточне відхилення параметру від номінального значення

3. Розроблено спосіб визначення несправностей для випадку одночасної зміни декількох параметрів, що дозволяє сформувати область безаварійної роботи перетворювача, вихід за межі якої свідчить про появу несправності.

4. Надано рекомендації щодо вибору функції апроксимації діагностичного параметра від часу при прогнозуванні часу безаварійної роботи.

Особистий внесок здобувача. Дисертаційна робота є узагальненням результатів теоретичних і експериментальних досліджень, проведених автором самостійно. Робота [1] написана автором дисертації особисто. У роботах, опублікованих із співавторами, дисертанту належать: [2,3] - моделювання схеми квазі- Z $DC-DC$ перетворювача, вимірювання значень і

зняття осцилограм струмів та напруг перетворювача; [4] - моделювання схеми квазі-Z інвертора.

Апробація результатів дисертації Основні теоретичні положення та результати магістерського дослідження були презентовані у доповідях на наукових та науково-технічних конференціях: XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018», м. Київ, 3-5 квітня 2018 р.; III Міжнародна науково-технічна конференція „Smart-технології в енергетиці та електроніці”–2018, м.Лазурне, 21-25 серпня 2018 р.

Публікації. Основний зміст дисертації відображений у 4 наукових працях, з яких 3 статті у наукових фахових виданнях за переліком ВАК України:

1. М.Ю. Овсієнко «Дослідження роботи DC-DC перетворювача при зміні параметрів його елементів». XI міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018», с. 292-295.

2. Хижняк Т.А., Терещенко Т.О., Овсієнко М.Ю., Лайкова Л.Г. Діагностика DC-DC перетворювачів з квазі-імпедансною ланкою. Мікросистеми, електроніка та акустика Том 23, №2(103), 2018, с.42-48.

3. Терещенко Т.О., Хижняк Т.А., Лайкова Л.Г., Овсієнко М.Ю., Заруба Д.С. Визначення несправностей елементів напівпровідникових перетворювачів. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. 2018. Том 29(68) № 5, частина 3, с. 127-132.

4. Терещенко Т.О., Федін І.С., Овсієнко М.Ю., Лайкова Л.Г. Автономні інвертори в системах електроживлення з відновлюваними джерелами енергії. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. №2, 2019, с.49-54.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел із 69 найменувань та 1 додатку. Загальний обсяг дисертаційної роботи становить 113 сторінок, у тому числі 93 сторінок основного тексту, 42 рисунки та 27 таблиць.

РОЗДІЛ 1. МЕТОДИ ДІАГНОСТУВАННЯ ТА ПРОГНОЗУВАННЯ НЕСПРАВНОСТЕЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Напівпровідникові перетворювачі енергії характеризуються великою різноманітністю алгоритмів функціонування та схемних рішень, зміною структури перетворювача в процесі роботи, стрибкоподібною зміною струмів та напруг на елементах, а також взаємною залежністю умов функціонування елементів, що входять до їх складу. На стан перетворювача впливають такі фактори як температура навколишнього середовища, режим роботи, частота роботи, спосіб з'єднання елементів, робочі струми та напруги, значення внутрішніх параметрів елементів. В процесі діагностування врахування цих факторів є обов'язковим.

Вирішення задачі діагностування напівпровідникового перетворювача передбачає виконання аналізу процесів в перетворювачі на основі діагностичних показників та ідентифікацію його стану.

Якщо кожна несправність в схемі викликає притаманні лише їй зміни діагностичних показників, то для отримання максимального об'єму діагностичної інформації як контрольні точки обираються вузли схеми, через які замикається найбільша кількість контурів з різноманітними несправностями. В напівпровідникових перетворювачах це вузли, до яких під'єднуються навантаження, джерела живлення та комутаційні вузли в пристроях з вимушеною комутацією.

Як показують дослідження, про появу несправності або зміну параметрів елементів напівпровідникового перетворювача, свідчить зміна форм часових діаграм його струмів та напруг [5,6].

Використовуючи як діагностичні показники часові залежності струмів та напруг перетворювачів, необхідно враховувати присутність в діаграмах як корисної складової, так і шумів, знати залежність форми діаграми від стану перетворювача, а також значну різноманітність схем перетворювачів.

Оскільки стан напівпровідникового перетворювача визначається не лише комутатором, але і станом інших складових, таких як трансформатори, котушки індуктивності, конденсатори та резистори, то процедури діагностування застосовуються також і до них [7].

1.1. Причини несправностей елементів перетворювача та їх діагностика

Як показує практика, найбільша кількість відмов апаратури відбувається через несправності електролітичних конденсаторів. При цьому спостерігається зниження числа відмов через несправності інших компонентів.

Основними видами несправності конденсаторів є пробій, обрив, зміна ємності та збільшення внутрішнього опору.

Обрив електролітичного конденсатора характеризується відсутністю ємності. У випадку повної відсутності ємності конденсатор є несправним та мова йде про аварійний стан. Якщо ємність знижена, порівняно з номінальним значенням – це є передаварійним станом, використовувати такий конденсатор небажано, оскільки ємність може продовжити знижуватись, що приведе до розриву в колі [8].

Повна або часткова втрата ємності електролітичних конденсаторів відбувається через висихання електроліту. Зміна номінальної ємності понад допустиме значення відбувається через старіння діелектрика, попадання на нього вологи, перегріву, деформації, підвищення струму витоку через погіршення ізоляції [9].

Пробій електролітичного конденсатора обумовлюється замиканням всередині конденсатора та характеризується значним падінням внутрішнього опору.

Збільшення внутрішнього опору конденсатора фізично виглядає так, ніби послідовно до конденсатора під'єднано резистор. При збільшенні даного

опору зменшується піковий струм через конденсатор при його заряді чи розряді, вноситься затримка в коло, де цей конденсатор працює.

Котушки індуктивності можуть мати наступні несправності:

- обрив проводу в місцях пайки до контактних пелюсток;
- внутрішній обрив обмотувального дроту;
- коротке замикання витків;
- зміна номінального значення індуктивності [10].

Електрична перевірка котушок індуктивності включає перевірку на обрив, виявлення короткого замикання витків та визначення стану ізоляції обмотки. Перевірка на обрив виконується омметром. Опір котушки має бути малим (близьким до нуля). Збільшення опору свідчить про обрив або поганий контакт однієї або декількох жил літцендрата. Зменшення опору свідчить про наявність міжвиткового замикання. При короткому замиканні котушки її опір дорівнює нулю [11].

Основними видами несправності напівпровідникових вентилів є обрив, коротке замикання та втрата керованості.

Найпростіша перевірка справності напівпровідникових вентилів полягає в вимірюванні їх прямого R_{on} та зворотного R_{off} опорів. Чим більше співвідношення R_{on}/R_{off} , тим краща якість вентиля. Для вимірювання вентиль під'єднується до тестера (омметра) або до мультиметра. При цьому, вихідна напруга приладу для вимірювання не повинна перевищувати максимально допустиму для даного напівпровідникового вентиля.

Для резисторів основними видами несправності є відхилення опору від номіналу та обрив.

Резистор є справним, якщо немає механічних пошкоджень, величина його опору знаходиться в допустимих межах даного класу точності, а контакт повзунка з струмопровідним шаром постійний та надійний [9].

Дані методи застосовуються для діагностування окремих елементів схеми в знеструмленому стані. Для діагностики пристроїв на їх основі, що

перебувають у ввімкненому стані, використовуються інші методи (методи що розглянуті далі).

1.2. Огляд методів діагностування перетворювачів

Задача діагностування перетворювачів - визначення типу несправності або поточного стану об'єкту відноситься до задач ідентифікації та класифікації.

1.2.1. Класифікація методів ідентифікації несправностей перетворювачів

Класифікація/ідентифікація об'єктів в контексті електронних систем може бути виконана на підставі сигналів, що їх характеризують. При цьому, як класифікаційні ознаки можуть використовуватись різні параметри сигналів.

Методи ідентифікації можна класифікувати за різними ознаками (рис.1.1).

Основні методи ідентифікації підрозділяються на групи пасивних та активних методів. На рис. 1.1. зображено які методи входять в ту чи іншу категорію. Серед пасивних методів основними є метод Брандона, метод множинної кореляції, метод конкуруючих моделей та метод групового урахування аргументів. Серед активних методів – експерименти першого порядку та факторний експеримент.

За способом тестування досліджуваного об'єкта методи ідентифікації поділяються на активні та пасивні [12]. Застосування активних методів передбачає подачу на вхід об'єкта спеціально сформованого впливу – детермінованого чи випадкового характеру. Серед активних методів ідентифікації широке застосування отримали частотні методи, що базуються на вимірюванні встановлених вихідних сигналів досліджуваного об'єкта, викликаних гармонічним вхідним впливом. В якості випадкових тестових

сигналів особливо широко застосовують псевдовипадкові двійкові послідовності, що пояснюється простотою їх отримання і зручністю обробки за допомогою засобів обчислювальної техніки.

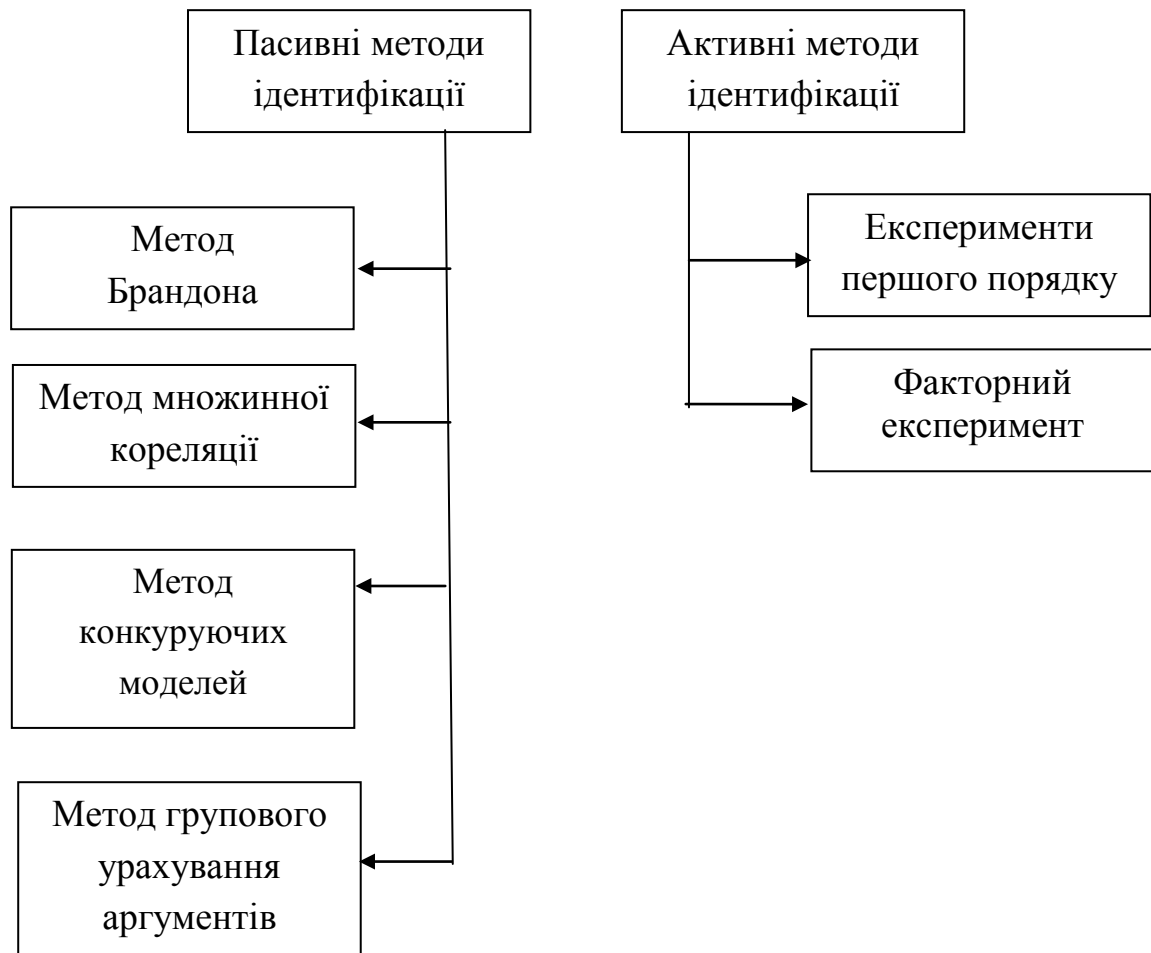


Рис. 1.1. Методи ідентифікації

При використанні пасивних методів ідентифікації об'єкт знаходиться в умовах нормального функціонування. При цьому параметри моделі знаходять за результатами статистичної обробки спостережень звичайних змін величин на вході та виході об'єкта. При пасивній ідентифікації застосовують такі статистичні методи обробки даних обчислювань, як кореляційний та регресійний аналіз, стохастичну апроксимацію та ін.

Використання активних методів передбачає постановку на діючій системі спеціальних експериментів, що певною мірою порушують нормальний режим роботи системи.

Пасивні методи визначаються математичними моделями не вимагають спеціально спланованих експериментів. Модель системи шукають за допомогою результатів спостереження за його природними змінами вхідних та вихідних величин, тобто обставина, що пасивні методи дозволяють отримати математичну модель без порушення ходу технологічного процесу робить їх вкрай привабливими, однак слід мати на увазі, що успішне застосування пасивних методів ідентифікації за даними нормально функціонуючої системи, можливе тільки при виконанні наступних умов:

1) випадкові завади, що спотворюють реакцію на вбрання вхідний вплив, повинні бути незалежними від цього впливу, в іншому випадку в складі похибки оцінки динамічної характеристики крім випадкової складової, яка може бути зведена до допустимо малої величини за допомогою методів математичної статистики, буде також входити й непереборна систематична похибка;

2) вхідний вплив, за яким здійснюється ідентифікація має володіти достатньо широким спектром, принаймні не меншим, ніж смуга частот, в якій потрібно оцінити динамічні характеристики системи [13].

1.2.2. Пасивні методи ідентифікації. Метод Брандона

Даний метод використовується для отримання моделей виду:

$$\hat{y}(x_1, x_2, \dots, x_n) = b_0 \prod_{i=1}^n f_i(x_i),$$

або

$$\hat{y}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \prod_{i=1}^n f_i(x_i),$$

де \hat{y} - апроксимована функція, b_0 – середнє значення вихідної змінної,

$f_i(x_i)$ - довільна одномірна функція x_i , n – кількість входів, $i = \overline{1, n}$

На точність моделей впливає порядок розташування вхідних змінних та їх функцій. Для визначення номера індексу кожену таку функцію

викреслюють, як функцію однієї змінної та отримують емпіричні лінії регресії (рис 1.2). Емпірична лінія регресії – ламана лінія, що характеризує зміщення рядів розподілу $f_i(x_i)$ із збільшенням x_i , тобто показує як у середньому змінюється $f_i(x_i)$ із збільшенням x_i .

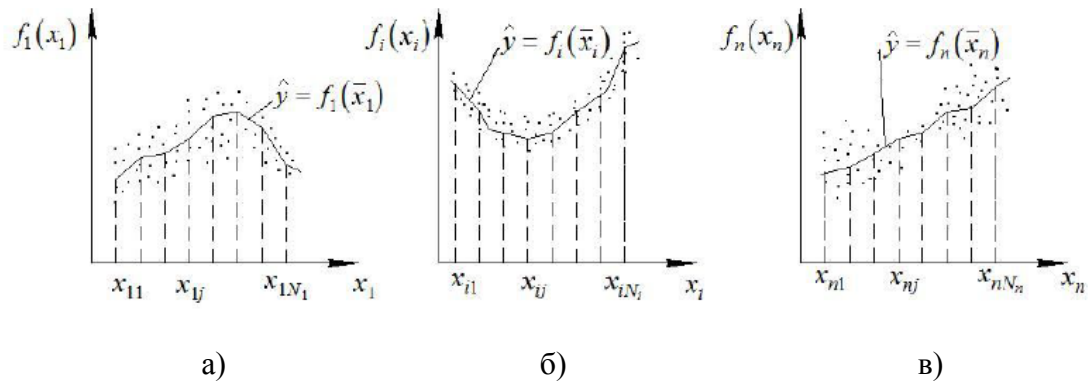


Рис. 1.2. Можливі види емпіричних ліній регресії

Отримавши набір графіків, апроксимацію починають з тієї змінної, для якої розбіжності між експериментальними даними і \bar{y} мінімальні. (рис.1.2.б).

Крім того, за формою емпіричної лінії регресії обирають структуру $f_i(x_i)$.

Алгоритм методу наступний [14]:

1. За експериментальними даними (обсягом N) викреслюють емпіричну лінію регресії $\hat{y}_{x_1} = f_1(x_1)$. По її виду визначають структуру $f_i(x_i)$ і далі по методу найменших квадратів (МНК) розраховують коефіцієнти цього рівняння.

2. Складають вибірку нової фіктивної вихідної змінної

$$y_1 = \frac{y}{f_1(x_1)}.$$

Фіктивна змінна y_1 не залежить від x_1 , тобто

$$\hat{y}_1 = b_0 f_2(x_2) f_3(x_3) \dots f_n(x_n).$$

3. По новій вибірці будують емпіричну лінію регресії

$$\hat{y}_{x_2} = f_2(x_2).$$

4. Розраховують її коефіцієнти та знову визначають вибірку наступної фіктивної вихідної змінної

$$y_2 = \frac{y_1}{f_2(x_2)} = \frac{y}{f_1(x_1)f_2(x_2)}.$$

Змінна y_2 не залежить від двох вхідних змінних x_1 та x_2 й визначається наступним рівнянням регресії

$$\hat{y}_2 = b_0 f_3(x_3) f_4(x_4) \dots f_n(x_n).$$

5. Подальшу процедуру визначення функції продовжують до отримання вибірки

$$y_n = \frac{y_{n-1}}{f_n(x_n)} = \frac{y}{f_1(x_1)f_2(x_2)\dots f_n(x_n)}.$$

Остання вибірка не залежить від усіх вхідних змінних, а визначає коефіцієнт b_0 :

$$\hat{y}_{x_2} = b_0 = \frac{1}{N} \sum_u^N y_{nu},$$

де N – об'єм вибірки.

Метод Брандона [15] корисно застосовувати в тих випадках, коли необхідно швидко та досить точно описати процес на підставі раніше визначених експериментальних даних. Але потрібно розуміти що необхідні обчислення досить трудомісткі тому їх слід виконувати тільки із застосуванням електронно-обчислювальної машини [16].

До переваг методу належать: точний опис процесу, сигналу тощо; швидка реалізація.

До недоліків процесу належать те, що на точність моделей впливає порядок розташування вхідних змінних та їх функцій, і крім того, є необхідність у використанні раніше визначених експериментальних даних.

1.2.3. Метод множинної кореляції

Метод призначений для отримання лінійної моделі виду:

$$\hat{y}_{x_2} = b_0 + \sum_u^n b_i x_i, \quad (1.1)$$

де b_0, b_i – сталі коефіцієнти.

Формула (1.1) дозволяє дослідити кореляційний зв'язок між вихідною та вхідними змінними.

В цьому методі використовуються нормовані змінні. Перетворення натуральних значень змінних до нормованих виконують згідно виразів:

$$y_u^H = \frac{y_u - \bar{y}}{S_y}; \quad u = \overline{1, N};$$

$$x_{iu}^H = \frac{x_{iu} - \bar{x}_i}{S_{x_i}}; \quad i = \overline{1, n},$$

де y_u, y_u^H, \bar{y} – відповідно експериментальне, нормоване та середнє по експериментальній вибірці значення вихідної змінної;

$x_{iu}, x_{iu}^H, \bar{x}$ – відповідно експериментальне, нормоване та середнє значення вхідної змінної, N – кількість експериментів, n – кількість вхідних змінних;

S_y, S_{x_i} – середньоквадратичні відхилення для y та x_i відповідно.

Середньоквадратичні відхилення для y та x_i розраховують за наступними формулами:

$$S_y = \sqrt{\frac{\sum_{u=1}^N (y_u - \bar{y})^2}{(N-1)}}, \quad S_{x_i} = \sqrt{\frac{\sum_{u=1}^N (x_{iu} - \bar{x}_i)^2}{(N-1)}};$$

Для нормованих змінних справедливі наступні співвідношення

$$\bar{x}_i^H = 0; \quad \bar{y}^H = 0; \quad S_{x_i^H} = 1; \quad S_{y^H} = 1;$$

а вибіркові коефіцієнти кореляції

$$\begin{cases} r_{y^H x_i^H}^* = \frac{1}{N-1} \sum_{u=1}^N y_u^H x_{iu}^H; \\ r_{y_l^H x_m^H}^* = \frac{1}{N-1} \sum_{u=1}^N y_{lu}^H x_{mu}^H; \end{cases} \quad l > m, \quad m = \overline{1, n}$$

чисельно дорівнюють значенням вибірових коефіцієнтів кореляції обчислених для експериментальних змінних. Крім того рівняння регресії для нормованих змінних не має вільного члена:

$$\hat{y}^H = a_1 x_1^H + a_2 x_2^H + \dots + a_n x_n^H.$$

Коефіцієнти такого рівняння знаходять за МНК:

$$\phi = \sum_{u=1}^N (y_u^H + \hat{y}_u^H)^2 \longrightarrow \min$$

шляхом формування та знаходження рішення для нормальних рівнянь виду

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \phi}{\partial a_1} = 0; \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{\partial \phi}{\partial a_n} = 0, \end{array} \right.$$

яка, в даному випадку, має наступний вигляд [17]:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 \sum_{u=1}^N (x_{1u}^H)^2 + a_2 \sum_{u=1}^N x_{1u}^H x_{2u}^H + \dots + a_n \sum_{u=1}^N x_{1u}^H x_{nu}^H + = \sum_{u=1}^N x_{1u}^H y_u^H; \\ a_1 \sum_{u=1}^N x_{2u}^H x_{1u}^H + a_2 \sum_{u=1}^N (x_{2u}^H)^2 + \dots + a_n \sum_{u=1}^N x_{2u}^H x_{nu}^H + = \sum_{u=1}^N x_{2u}^H y_u^H; \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_1 \sum_{u=1}^N x_{nu}^H x_{1u}^H + a_2 \sum_{u=1}^N x_{nu}^H x_{2u}^H + \dots + a_n \sum_{u=1}^N (x_{nu}^H)^2 + = \sum_{u=1}^N x_{nu}^H y_u^H. \end{array} \right. \quad (1.2)$$

Домноживши ліву та праву частину рівнянь системи (1.2) на $\frac{1}{N-1}$,

отримаємо при кожному a_i вибіровий коефіцієнт кореляції r^* , а враховуючи,

що $\frac{1}{N-1} \sum_{u=1}^N (x_{iu}^H)^2 = S_{x_i^H}^2 = 1$ система прийме вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 + a_2 r_{x_1 x_2}^* + a_3 r_{x_1 x_3}^* + \dots + a_n r_{x_1 x_n}^* = r_{yx_1}^* ; \\ a_1 r_{x_2 x_1}^* + a_2 + a_3 r_{x_2 x_3}^* + \dots + a_n r_{x_2 x_n}^* = r_{yx_2}^* ; \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_1 r_{x_n x_1}^* + a_2 r_{x_n x_2}^* + a_3 r_{x_n x_3}^* + \dots + a_n = r_{yx_n}^* ; \end{array} \right.$$

Рішенням системи буде вектор параметрів \mathbf{a} рівняння регресії. Вектор параметрів \mathbf{b} вихідного рівняння знаходять за формулами:

$$b_i = a_i \frac{S_y}{S_x}; \quad b_0 = \hat{y} - \sum_{i=1}^n b_i \bar{x}_i.$$

Перед використанням моделі доцільно визначити силу кореляційного зв'язку між y і вектором вхідних змінних. Для цього розраховують коефіцієнт множинної кореляції R

$$R = \sqrt{a_1 r_{yx_1}^* + a_2 r_{yx_2}^* + \dots + a_n r_{yx_n}^*},$$

який може мати значення в діапазоні $0 \leq R \leq 1$ (від повної відсутності лінійного зв'язку – 0, до лінійної функціональної залежності – 1). Для практичного використання з метою врахування скінченності вибірки експериментальних даних величину коефіцієнта R корегують за формулою

$$R' = \sqrt{1 - (1 - R^2) \frac{N-1}{N-l}},$$

де l – кількість значущих коефіцієнтів рівняння регресії.

Метод множинної кореляції став дуже популярний в багатьох сферах, наприклад економіці та соціальних науках.

До переваг методу належать:

1. Коефіцієнти кореляції відносно прості в підрахунку, їх застосування не вимагає спеціальної математичної підготовки.
2. Простота інтерпретації, простота застосування коефіцієнта привела до його широкого поширення в багатьох сферах аналізу статистичних даних.

Одним великим недоліком даного методу є окремі ознаки - фактори, що входять в кореляційну модель можуть виявитися рівними нулю. Якщо вибрати тип функції у вигляді добутку факторів, то вона в ряді випадків виявиться рівною нулю, а рішення системи рівнянь буде пов'язане із значними обчислювальними труднощами [18].

1.2.4. Метод конкуруючих моделей

Метод дозволяє провести структурну ідентифікацію (серед наперед заданих структур) багатовимірних об'єктів дослідження шляхом послідовного порівняння конкуруючих одномірних моделей та визначити їх параметри. Критерієм вибору моделі є сума квадратів розбіжності між дійсними та розрахунковими значеннями вихідної змінної.

Багатовимірна модель об'єкта представляється у вигляді:

$$\hat{y}_{x_2} = \sum_{l=1}^n f_l(x_l),$$

де l – число вхідних змінних моделі, $f_l(x_l)$ – регресійна залежність між y та x_l .

В якості вхідних змінних можуть бути обрані також ефекти взаємодії типу

$$(x_i = x_i x_j, i \neq j).$$

Для спрощення пояснень надалі в якості конкуруючих моделей будуть використовуватись лінійні та квадратичні рівняння, тим більше, що, зазвичай, для цілей управління та оптимізації достатньо мати моделі не вище другого порядку.

Алгоритм методу наступний:

1. Для кожної вхідної змінної x_l згідно МНК знаходять коефіцієнти лінійного і квадратичного рівнянь регресії \bar{y}_l^{lin} та \bar{y}_l^{qs} ($l = \overline{1, L}$)

$$\bar{y}_l^{lin} = a_{0,l} + a_{1,l} x_l;$$

$$\bar{y}_l^{qs} = b_{0,l} + b_{1,l} x_l + b_{2,l} x_l^2.$$

2. Для кожного з вищезазначених рівнянь розраховують суму квадратів відхилень розрахункових (\hat{y}) і експериментальних (y) значень вихідної змінної

$$Q_l^{lin} = \sum_{u=1}^N (y_u - \hat{y}_{l,u}^{lin})^2 = \sum_{u=1}^N [y_u - (a_{0,l} + a_{1,l}x_{l,u})]^2,$$

$$Q_l^{kv} = \sum_{u=1}^N (y_u - \hat{y}_{l,u}^{kv})^2 = \sum_{u=1}^N [y_u - (b_{0,l} + b_{1,l}x_{l,u} + b_{2,l}x_{l,u}^2)]^2.$$

3. За результатами п.2 знаходять рівняння регресії з найменшим значенням Q_l , а вхідній змінній цього рівняння надають індекс l_1 .

4. Порівнюють Q_l^{lin} та Q_l^{kv} моделей з x_{l1} . Якщо $Q_l^{lin} \leq Q_l^{kv}$ то змінна x_{l1} вводиться в модель з п.1. в степені 1; якщо $Q_l^{lin} > Q_l^{kv}$, то переходять до п.5.

5. Проводять аналіз значущості нелінійності за критерієм Фішера [19].

Визначають залишкову дисперсію:

$$S_{0l1}^2 = \frac{Q_{l1}^{kv}}{N-3}$$

і дисперсію, що обумовлена нелінійністю

$$S_{nl1}^2 = Q_{l1}^{lin} - Q_{l1}^{kv}.$$

Розраховують значення критерію Фішера:

$$F_{pl1} = \frac{S_{nl1}^2}{S_{0l1}^2}.$$

Порівнюють розрахункове значення критерію F_p з табличним F_T для степенів вільності $f_1 = L$, $f_2 = N - 3$ та заданого рівня значущості q (зазвичай $q = 0,05$).

Якщо $F_p \leq F_T$, то змінна x_{l1} вводиться в лінійну модель, інакше - використовують квадратичну модель.

6. Виключають вплив функції x_{l1} , яка надала Q_{min} , на вихідну змінну:

$$\Delta_{lu} = y_u - \hat{y}_{Q_{min}}, \quad u = \overline{1, N}.$$

7. Розрахунки повторюють з п.1, використовуючи в якості вихідної змінної фіктивну змінну Δ_{klu} . Цикли обчислень проводять доти, доки не

буде визначена форма впливу кожної вхідної змінної на y , тобто до отримання інформації щодо степені кожної $f_l(x_l)$.

До переваг *методу конкуруючих моделей* належить використання лінійних і квадратичних рівнянь для полегшення розрахунків.

До недоліків методу належить майже неможливість працювати з моделями вище другого порядку через складність.

1.2.5. Метод групового урахування аргументів

Використовуючи даний метод потрібно знати, що згідно йому складна задача побудови багатовимірної моделі замінюється багатоетапним процесом апроксимації табличних (експериментальних) даних функціями від двох вхідних змінних у вигляді поліномів заданої структури з невисокою розмірністю. На кожному етапі цього процесу проводиться відбір “кращих”, поліномів, які використовуються на наступному етапі в якості фіктивних аргументів нових поліномів.

Така процедура побудови складної функції (полінома від поліномів) продовжується доти, доки не буде досягнута задана точність моделі

$$\hat{y}_{x_2} = f(x, a),$$

де a – вектор коефіцієнтів моделі, $x^T = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ – вектор вхідних змінних.

Зазначимо, що кінцева модель може мати розмірність вектору коефіцієнтів меншу за n .

Розглянемо більш детально перші два етапи вказаної процедури.

Нехай є сукупність N експериментальних даних $\{y_u^e, x_{iu}^e\}$, $u = \overline{1, N}$, $i = \overline{1, n}$ яку потрібно апроксимувати із заданою середньоквадратичною похибкою Δ деякою функцією, число вхідних змінних якої не більше n .

Для початку необхідно розбити сукупність експериментальних даних на три множини:

1. Навчаюча $M_n = \{y_u^e, x_{iu}^e\}, u = \overline{1, N},$
2. Перевірочна $M_n = \{y_u^e, x_{iu}^e\}, u = \overline{N_1 + 1, N_2},$
3. Контрольна $M_\kappa = \{y_u^e, x_{iu}^e\}, u = \overline{N_2 + 1, N}.$

Тепер будемо C_n^2 поліномів з двома змінними x_λ та x_γ типу

$$\hat{y}_{\lambda\gamma} = a_{0\lambda\gamma} + a_{1\gamma}x_\gamma + a_{2\lambda}x_\lambda + a_{\lambda\gamma}x_\lambda x_\gamma + a_{\lambda\lambda}x_\lambda^2 + a_{\gamma\gamma}x_\gamma^2;$$

$$\lambda\gamma = \overline{1, n}, \lambda \neq \gamma.$$

Як правило, такі поліноми називаються частковими.

Вектор коефіцієнтів $a_{\lambda\gamma} = \{a_{0\lambda\gamma} + a_{1\gamma} + \dots + a_{\lambda\lambda}\} \in E^6$ кожного часткового поліному визначається за МНК за табличними даними $\{y_{\lambda u}^e + x_{\lambda u}^e + x_{\gamma u}^e\} \in M_n$, тобто для $u = \overline{1, N_1}$, і $N_1 > 6$.

Далі розраховують ординати кожного окремого поліному у всіх точках $\{x_{\lambda u}^e, x_{\gamma u}^e\} \in M_n$, $i = \overline{N_1 + 1, N_1}$. Позначимо їх через $y_{\lambda\gamma}(u)$. Тоді середньоквадратичну похибку $\sigma_{\lambda\gamma}$ апроксимації експериментальних даних $y_u^e \in M_n$ частковими поліномами $\hat{y}_{\lambda\gamma}$ можна визначити за допомогою формули:

$$\sigma_{\lambda\gamma} = \left\{ \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{u=N_1+1}^{N_2} [y_u^e - \hat{y}_{\lambda\gamma}(u)]^2 \right\}^{0.5}.$$

У відповідності з прийнятим правилом відбору - використанням середньоквадратичної похибки $\sigma_{\lambda\gamma}$, з усіх C_n^2 часткових поліномів відбираємо m_1 «кращих» і позначимо їх як $\hat{y}_1, \hat{y}_2, \dots, \hat{y}_j, \dots, \hat{y}_{m_1}$.

Тепер необхідно розрахувати $\hat{y}_j(u)$ поліномів у всіх точках множини M_κ , та визначити середні квадратичні похибки δ_j через наступну формулу:

$$\delta_j = \sqrt{\frac{1}{N - N_2} \sum_{u=N_2+1}^N [y_u^e - \hat{y}_j(u)]^2}, \quad j = \overline{1, m_1}.$$

Серед розрахованих δ_j потрібно знайти найменше:

$$\delta_{*1} = \inf_j \delta_j.$$

Дане значення буде використане на наступних етапах апроксимації.

На другому етапі відібрані поліноми $\hat{y}_1, \dots, \hat{y}_{m_1}$ розглядаються як аргументи нових часткових поліномів:

$$z_{jp} = a_{0jp} + a_{1j}\hat{y}_j + a_{2p}\hat{y}_p + a_{jp}\hat{y}_j\hat{y}_p + a_{\lambda\lambda}\hat{y}_j^2 + a_{\gamma\gamma}\hat{y}_p^2;$$

$$j, p = \overline{1, m_1}; \quad j \neq p.$$

Коефіцієнти $a_{0jp}^*, a_{1j}^*, \dots, a_{pp}^*$ вищезазначеного рівняння розраховують за МНК з використанням даних $\{y_u^e \hat{y}_j(u), \hat{y}_p(u)\} \in M_n$ для $j, p = \overline{1, N_1}, \quad j \neq p, \quad u = \overline{1, N_1}$. Загальна кількість часткових поліномів z_{jp} на другому етапі дорівнює числу сполучень $C_{m_1}^2$.

Після цього визначаються середньоквадратичні похибки σ_{jp} апроксимації кожним частковим поліномом z_{jp} експериментальних даних $y_u^e \in M_n$. Для цього підставляють поліноми y_1, y_2, \dots, y_{m_1} в рівняння з другого етапу та обчислюють значення $z_{jp}(u)$ в кожній точці u_u^e для $u = \overline{N_1 + 1, N_2}$. Якщо ж в рівнянні для $\sigma_{\lambda\gamma}$ замінити $y_{\lambda\gamma}(u)$ на $z_{jp}(u)$ то можна знайти σ_{jp} відповідно.

Далі з усіх знайдених $C_{m_1}^2$ многочленів z_{jp} обираємо «кращі», які позначають зазвичай $z_1, z_2, \dots, z_\mu, \dots, z_{m_2}$, де $m_2 < C_{m_1}^2$. Кожен такий поліном є функцією чотирьох незалежних вхідних змінних. Завдяки цьому ймовірність апроксимації ним з достатньою точністю експериментальних даних вище ніж на першому етапі.

Для перевірки точності апроксимації розраховують δ_μ для $\mu = 1, 2, \dots, m_2$ за даними множини M_K та визначають серед них

$$\delta_{*2} = \inf_{\mu} \delta_{\mu}.$$

Якщо $\delta_{*2} \leq \Delta$ то відповідний поліном такого типу, який використовувався в другому етапі, можливо використати як математичну модель. Якщо ж навпаки то тоді необхідно ввести третю стадію, де в якості фіктивних аргументів використовуються z_1, \dots, z_{m_2} . У випадку коли Δ не задана, рекомендується використовувати наступні критерії зупинки процедури:

- розрахувати $\varepsilon = \frac{|\delta_{*(l-1)} - \delta_{*l}|}{\delta_{*l}}$ де l - номер стадії;

- якщо $\varepsilon < 0,14 \dots 0,15$, то подальші стадії не дадуть значного ефекту.

Після завершення процесу апроксимації отримують кінцевий вираз функції $\hat{y}_{x_2} = f(x, a)$, (вихідної функції) шляхом послідовного виключення проміжних аргументів. При великій кількості етапів цю модель задають набором поліномів від поліномів.

Метод групового врахування аргументів базується на переборі моделей, що поступово ускладнюються, та виборі з них найкращого розв'язку згідно із мінімумом значення зовнішнього критерію.

Даний метод має перевагу при малих вибірках за рахунок вибору складності моделі, що оптимально враховує інформативність наявних даних.

Недоліками методу є:

1. Доволі дороге обладнання для розрахунків складних систем.
2. Низька точність при розв'язанні екстраполяційних задач. Тому критерій регулярності раціонально застосовувати для ідентифікації, інтерполяції та короткострокового прогнозу.

З представлених вище методів пасивної ідентифікації, метод Брандона швидше реалізується обчислювальними методами та забезпечує найбільш точний опис експериментальних даних, тому його використання для ідентифікації стану перетворювачів є найбільш перспективним.

1.3. Методи прогнозування станів перетворювачів

Результатом прогнозування (від грец. *Prognosis* - передбачення) є висновок про майбутній стан об'єкта управління, який формується на підставі вивчення даних про поведінку об'єкта.

Залежно від способу опису тенденцій зміни об'єкту, процесу або формування параметрів, що його характеризують, виділяють різні методи прогнозування.

Для прогнозування відмов найпоширенішими методами є імовірнісний метод прогнозування, метод чисельного аналізу, адаптивний метод лінійної фільтрації та метод прогнозування процесів з детермінованими основами.

1.3.1. Імовірнісний метод прогнозування

Практично всі процеси, що протікають в радіоелектронній апаратурі, в тому числі й поява різних відмов, залежать від великої кількості факторів, які обумовлені як внутрішніми особливостями апаратури, так і зовнішніми умовами.

Внаслідок цього зміна параметрів в часі підпорядковується випадковим закономірностям та самі параметри є випадковими величинами. Тому актуальними є методи імовірнісного прогнозування, які дають змогу визначити ймовірність збереження працездатного стану об'єкта технічного діагностування, або навпаки, ймовірність виходу з ладу.

У найпростіших випадках, коли наявні дані тільки про поточний технічний стан, можна припустити, що в системі проявляється експонентний закон розподілу надійності. В цьому випадку ймовірність роботи без відмов в наступний інтервал часу можна визначити виразом:

$$P = \exp(-t / t_0) = \exp(-\lambda t),$$

де t_0 – середній час безвідмовної роботи, $\lambda = 1/t_0$ – інтенсивність відмов.

Однак такий підхід розв'язання поставленого завдання не може забезпечити високу достовірність прогнозу, тому він є недоцільним.

Методи, що є більш досконалыми використовують функції розподілу ймовірності знаходження параметрів в заданому діапазоні в визначений момент часу [20]. Нехай діагностичний параметр $U(t)$ (рис. 1.3.) являє собою деяку випадкову величину U з відомим законом розподілу:

$$F_t(U) = [P(U(t) < U)].$$

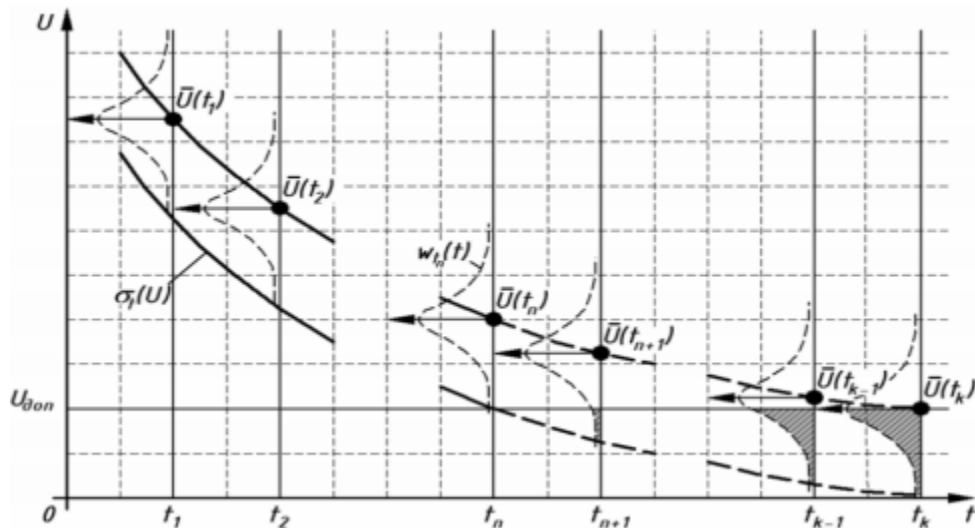


Рис. 1.3. Прогнозування технічного стану ймовірнісними методами.

Щільність розподілу ймовірностей параметра $U(t)$:

$$w_t(U) = \frac{dF_t(U)}{dU}. \quad (1.3)$$

Імовірність виходу параметра $U(t)$ поза межі допуску U_{don} в момент часу t розраховується за виразом:

$$P[U(t) < U_{don}] = \int_{-\infty}^{U_{don}} w_t(U) dU.$$

В залежності умов роботи, періоду експлуатації, або властивостей конкретних елементів щільність ймовірностей (1.3) випадкової величини U може піддаватися різним законам розподілу.

Наприклад на початковій стадії експлуатації відмови часто піддаються розподілу Вейбулла [21], при старінні, або зношенні елементів радіоелектронної апаратури поведінка описується розподілом Релея, а при нормальній експлуатації, в певних випадках спостерігається нормальний, або показниковий розподіл щільності ймовірностей.

Якщо щільність ймовірності підпорядковується нормальному розподілу, то:

$$w_t(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_t(U)} \exp\{-[U(t) - \bar{U}(t)]^2 / 2\sigma_t^2(U)\},$$

де $U(t)$ - математичне очікування випадкової величини (середнє значення), а величина $\sigma_t(U)$ - її середньоквадратичне відхилення.

Значення параметра знімаються в певні моменти часу, тому безперервну випадкову величину можна замінити дискретною. Математичне сподівання і дисперсія випадкової величини визначатиметься за формулами:

$$\bar{U}(t) = \sum_{i=1}^k U_i P_i, \quad \sigma_t^2(U) = \sum_{i=1}^k P_i (U_i - \bar{U})^2,$$

де P_i - ймовірність відхилення випадкової величини від її середнього значення.

Імовірнісні методи прогнозування дуже трудомісткі та важко алгоритмізуються. Також вони потребують знання статистичних характеристик радіоелектронного обладнання, що не завжди є можливим.

Звичайно, можна скористатися аналітичними методами розрахунку статистичних параметрів, однак в такому випадку використовувати ці методи не завжди зручно. Також можливе зниження достовірності даних, що потягне за собою зниження ефективності всієї діагностичної системи.

Зважаючи на це, для вирішення задач прогнозування технічного стану використовують методи прогнозування засновані на аналізі визначальних параметрів за допомогою математичного апарату чисельного аналізу.

Вони мають високу достовірність результатів та не мають тих недоліків, що властиві імовірнісним методам.

1.3.2. Прогнозування методом чисельного аналізу

Методи чисельного аналізу дають змогу здійснити прогнозування технічного стану не враховуючи ймовірності виходу з ладу елементів, що є в складі об'єкта діагностування (та інших імовірнісних характеристик

радіоелектронного обладнання). Вони мають високу достовірність результатів та не мають тих недоліків, що властиві імовірнісним методам

Обов'язковою умовою є наявність даних про минулий стан. До того ж тут виникає певне протиріччя. Хоча наявність більшої кількості даних про попередній стан об'єкта дає змогу точніше передбачити його майбутній стан, однак, надмірність даних може призвести до збільшення помилки прогнозування.

На рис. 1.4 зображено графік зміни певного діагностичного параметра об'єкта x протягом часу t .

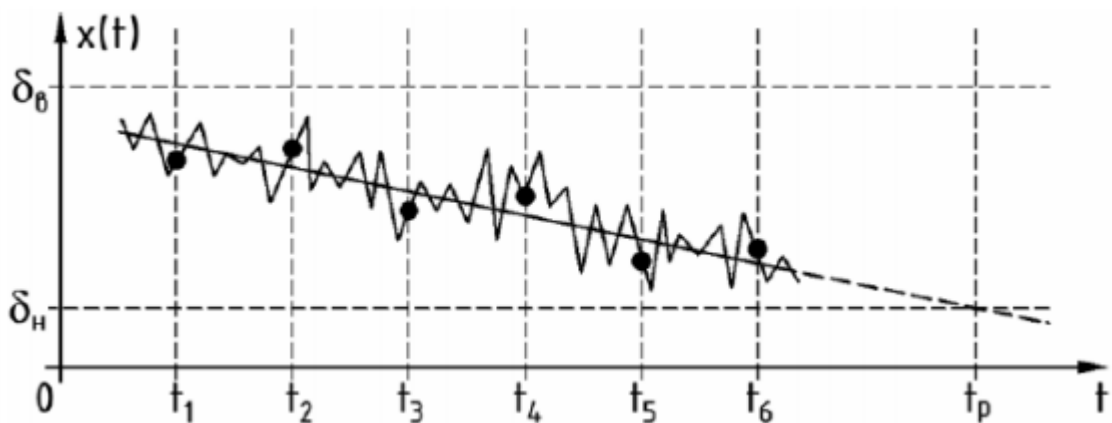


Рис. 1.4. Визначення часу працездатності об'єкта шляхом аналізу одного з параметрів.

Як видно з рис.1.4. функція $x(t)$ має дві складові (детерміновану та випадкову). Випадкову складову можуть спричинити вимірювання діагностичного параметра з недостатньою точністю, короточасні зміни параметрів елементів обладнання, зміна зовнішніх чинників. Для прогнозування інтерес, зазвичай, представляє детермінована складова функції зміни діагностичного параметра. Якщо взято замало експериментальних даних, то знайти детерміновану складову параметра буде важче, адже не випадкова складова параметра компенсуватися не буде, а це, в свою чергу, стане причиною похибки обчислень.

Розглянемо використання методів чисельного аналізу для передбачення технічного стану. Зокрема, на рис. 1.4 зображено знаходження тривалості працездатності об'єкта t_p за допомогою аналізу зміни параметра діагностики. Виміри діагностичного параметра наближаються певною залежністю, яка дає змогу екстраполювати дану функцію та визначити момент часу, в який значення виходять за межі допусків δ_v та δ_n .

У випадку, показаному на рис. 1.4 результати шести вимірювань апроксимуються лінійною залежністю. Час роботи об'єкта визначають моменти, в які діагностичний параметр перевищує допуски [22].

З методів чисельного аналізу можна виокремити кілька відомих способів апроксимації експериментальних даних, особливо метод найменших квадратів [23]. Нехай є два вектори вхідних даних – значення аргументу та значення функції:

$$\overline{X} = X\{x_1, x_2, x_3, \dots, x_N\},$$

$$\overline{Y} = Y\{y_1, y_2, y_3, \dots, y_N\}.$$

Ці точки найкраще апроксимує функція, що має найменший квадрат відхилення від точок, відповідних експериментальним даним. Нехай апроксимуюча функція $y=f(x)$ тоді:

$$\sum_{i=1}^N [y_n - f(x_n)]^2 \rightarrow \min.$$

Для детального аналізу методу оберемо функцію виду

$$f(x) = a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_1 x^1 + a_0 x^0.$$

Для задач інтерполяції степінь многочлена беруть вищою, адже так експериментальні дані описуються точніше [24]. Однак, якщо цей метод використовується, щоб знаходити наступні значення функції, тобто проводити екстраполяцію значень, то степінь полінома повинна бути невелика. Що вища степінь полінома, то швидше він змінюється за межами експериментальної ділянки, й передбачення подальшої поведінки функції ускладнюється. Відповідно буде падати достовірність прогнозування та суттєво зросте обсяг обчислень.

Для полінома умову мінімуму можна записати в наступному вигляді

$$\sum_{i=1}^N [y_n - f(x_n, a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0)]^2 \rightarrow \min.$$

В електронній системі часто діє експонентний закон зміни параметрів у часі, тому функцію наближення можна шукати і в вигляді:

$$f(t) = \alpha e^{\beta t}. \quad (1.4)$$

Попередньо логарифмуючи вираз, будемо мати

$$\ln f(t) = \ln \alpha + \beta t,$$

$$\begin{cases} \ln \alpha \sum_{n=1}^N t_n + \beta \sum_{n=1}^N t_n^2 = \sum_{n=1}^N t_n \ln f(t_n), \\ N \ln \alpha + \beta \sum_{n=1}^N t_n \ln f(t_n). \end{cases} \quad (1.5)$$

Знаходження коефіцієнтів α та β з системи (1.5) дозволяє визначити апроксимуючу функцію (1.4).

1.3.3. Адаптивний метод лінійної фільтрації

Прогнозування засноване на аналізі попередніх даних та використовує мінімум апіорної інформації про моделі системи, яка генерує часової ряд значень параметрів, що характеризують технічний стан. Операція лінійної фільтрації полягає в обчисленні зваженої суми попередніх спостережень:

$$S = \sum_{i=t-l+1}^t \omega_i A_i, \quad (1.6)$$

де S - зважена сума; i - вага, приписувана спостереженню; A_i - значення параметра, що характеризує технічний стан системи в момент i , l - число спостережень, що використовується при оцінці.

Формула (1.6) являє собою авторегресійну систему з дрейфуючими коефіцієнтами. Окремим випадком розглянутої системи є метод ковзних середніх, який полягає в тому, що всі аналізовані дані використовуються зі сталою вагою. Результат визначення останніх членів часового ряду використовується як прогноз. При використанні експоненціального згладжування:

$$\omega_1 = \alpha ; \omega_2 = \alpha(1-\alpha) ; \omega_3 = \alpha(1-\alpha)^2 ;$$

де α – стала згладжування ($0 < \alpha < 1$).

У цьому методі найбільшу вагу має поточне значення, а для попередніх спостережень має місце спадання ваги. Прогноз очікуваного значення часового ряду здійснюється в результаті обчислення. Різні способи завдання коефіцієнтів й визначають можливі варіації в побудові фільтрів. При адаптивних методах фільтрації коригування коефіцієнтів i проводиться в процесі спостереження часового ряду. У цьому методі характеристики ряду спостережень не вимірюються, але враховуються в ході адаптації коефіцієнтів i фільтра. Коригування ваг проводиться на підставі аналізу похибки прогнозу, яку можна представити у вигляді:

$$I_{t+1} = A_{t+1} - \sum \omega_i A_i ,$$

де A_{t+1} - фактичне значення ряду спостережень в момент часу $t+1$. Квадрат помилки прогнозу є квадратичною функцією від ваг i . Адаптація здійснюється таким чином, щоб мінімізувати I_{t+1} .

Перевагою адаптивних методів лінійної фільтрації є простота, використання мінімуму апіорної інформації про об'єкт. Недоліком є те, що адаптована модель, слідуючи за спостережуваним процесом, не дозволяє прогнозувати (упереджувати) зміну технічного стану для значних інтервалів часу й може використовуватися при короткострокових прогнозах (на один крок).

Методи короткострокового прогнозування ефективні для згладжування, фільтрації характеристик, за якими оцінюється технічний стан системи.

1.3.4. Прогнозування процесів з детермінованими основами

Відсутність апіорної інформації про характер зміни прогнозованого параметра істотно знижує ефективність прогнозу. Разом з тим, інформація про систему, отримана в результаті випробувань, експлуатації, а також

інформація про аналоги цих пристроїв, дає можливість припускати можливий характер зміни аналізованих параметрів. Наприклад, розглядаючи прогнозований параметр $z(t)$ як нестационарну випадкову функцію

$$z(t) = E[z(t)] + \sum_v V_v f_v(t)$$

де $E[z(t)]$ - математичне сподівання випадкової функції $z(t)$, V_v - некорельовані випадкові величини, математичне сподівання яких дорівнює нулю; $f_v(t)$ - детерміновані функції.

Передбачається, що вид координатних функцій на ділянці прогнозування не зміниться в порівнянні з їх видом на ділянці спостереження. На ділянці спостереження за випадковим процесом визначається вид координатних функцій та коефіцієнти. Цей метод, маючи детерміновану основу у вигляді координатних функцій, не вимагає апіорного знання їх виду, всі необхідні дані виходять в результаті спостереження за процесом $z(t)$.

Розглянутий метод може використовуватися для прогнозування зміни спектральних характеристик вібрації і флуктуацій діагностичних параметрів, наприклад, амплітудних значень $z(t)=A(t)$, а також параметрів, що характеризують змінюються дефекти системи $z(t)$. Недоліком цього методу є необхідність аналізувати великий обсяг статистичної інформації [25].

Висновки до першого розділу

Серед методів для діагностування перетворювачів найбільш розповсюдженими є метод Брандона, метод множинної кореляції, метод конкуруючих моделей та метод групового урахування аргументів. Внаслідок переваг метода Брандона, таких як легка реалізація та точність описання даних, доцільно його застосування для діагностики напівпровідникових перетворювачів.

Для прогнозування відмов найпоширенішими методами є імовірнісний метод прогнозування, метод чисельного аналізу, адаптивний метод лінійної

фільтрації та метод прогнозування процесів з детермінованими основами, серед яких найбільш доцільним є застосування методу чисельного аналізу, оскільки він має високу достовірність результатів і не має недоліків, що властиві імовірнісним методам.

Задачами діагностування напівпровідникових перетворювачів є обробка експериментальних даних, опис їх методом Брандона та прогнозування несправностей за допомогою методу чисельного аналізу.

РОЗДІЛ 2. ОБҐРУНТУВАННЯ ВИБОРУ СХЕМИ СИЛОВИХ ІНВЕРТОРІВ В DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ

2.1. Огляд топологій інверторів у системах електроживлення з альтернативними джерелами

Стрімке зростання населення та розвиток промисловості, підвищення споживання електроенергії і при цьому обмежені джерела енергії ставлять нові проблеми перед сучасною енергетикою.

Інноваційною відповіддю на нові виклики електроенергетики стала концепція MicroGrid, тобто мала розподілена енергетика. Основним фактором для виникнення та популяризації технології MicroGrid стала задача забезпечення енергоефективності. З самого початку її рішенням вважався цілеспрямований пошук потенційних джерел енергозбереження. У сфері генеруючих потужностей інвестори охоче підтримували підхід до відновлюваних джерел як логічного доповнення до існуючого традиційного пального [26].

Водночас, стрімкий розвиток технологій в галузі розробки та створення напівпровідникових пристроїв і спрощення реалізації систем керування призвели до підвищення енергоефективності альтернативних джерел енергії, розробки нових та забезпечення можливості реалізації відомих топологій конверторів, які не знаходили використання до цього часу через ускладненість конструкції силової частини та систем керування [27]. Означені фактори дозволили зменшити габаритні розміри й собівартість створюваних пристроїв одночасно підвищивши енергоефективність і гарантований строк експлуатації, зробивши системи електроживлення з використанням альтернативних джерел енергії доступнішими для реалізації та більш гнучкими до вимог щодо компактності та розташування створюваної системи.

За типом використовуваного джерела альтернативної напруги виділяють три основних типи систем з альтернативними джерелами енергії (АДЕ) [28]:

- з використанням сонячних батарей у якості джерела живлення;
- з використанням вітрогенераторів у якості джерела живлення;
- з використанням біопаливних елементів у якості джерела живлення.

Microgrid або по іншому мікромережа, це локальна енергосистема, яка передбачає створення на певній території власних енергомережових структур, здатних працювати в тому числі автономно.

Така система має власні джерела генерації енергії та здатна взяти на себе завдання задоволення попиту споживачів при максимумі пікових навантажень.

Це свого роду зменшена версія централізованої системи електропостачання, створена для збільшення надійності поставок електроенергії, підвищення енергонезалежності за рахунок диверсифікації джерел енергії, а також зниження витрат на оплату рахунків.

Часто мікромережі будують у віддалених місцях - в горах, в лісі, в пустелі або сільській місцевості, тобто там, куди великі електромережі вести дорого та недоцільно.

Як джерело енергії MicroGrid використовує розподілену генерацію від сонячних батарей та вітрогенераторів (які можуть стояти практично на кожному житловому будинку чи даху підприємства, а також не потребують генерації та доставки палива для них [29]), а також енергію, збережену в акумуляторних батареях високої ємності. Система керування автоматично перемикає джерела енергії, а при необхідності може використовувати їх всі одночасно. В разі виходу з ладу одного або навіть декількох джерел енергії, розподілена генерація забезпечує стабільне функціонування системи завдяки своїй розподіленій архітектурі.

Розподілена система MicroGrid наведена на рис. 2.1.

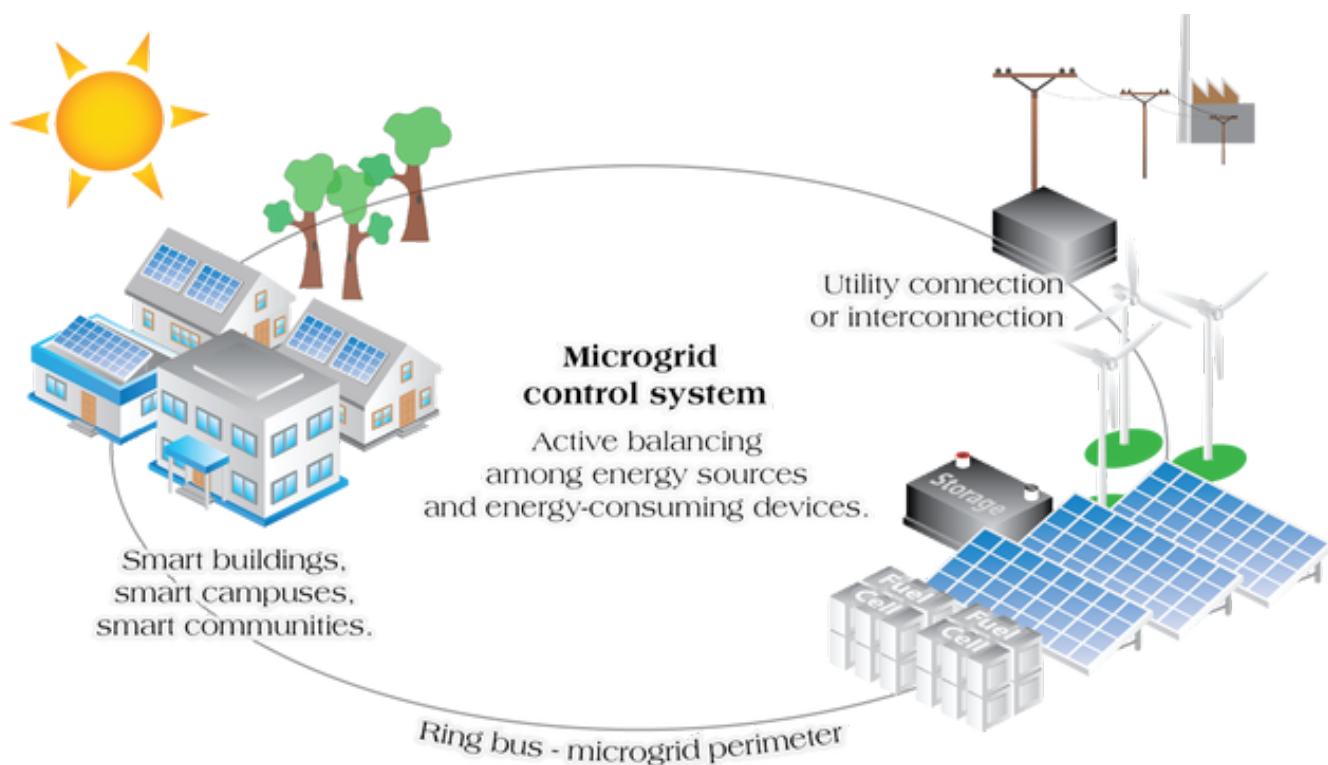


Рис. 2.1. Структурна схема MicroGrid

При відсутності будь-яких проблем, в мікромережі підтримується робоча напруга, аналогічна напрузі центральної мережі. При необхідності мікромережу можна в будь-який момент відключити та перевести в автономний режим. Це можна зробити як вручну, так і за допомогою автоматики [30,31].

Загальна структурна схема будь-якої системи електроживлення з використанням сонячних батарей наведена на рис.2.2, й містить в собі масив сонячних панелей (МСП), конвертор (К), що складається з інвертора та вихідного пасивного фільтру трансформатора й системи керування (СК), Додатково за необхідності система може містити підвищуючий перетворювач сталого струму [32].

Схема 2.2 використовується для живлення споживачів змінної напруги.

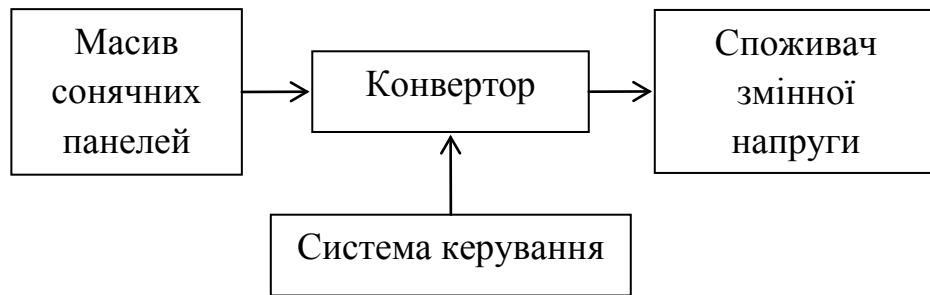


Рис.2.2. Структура системи електроживлення з використанням сонячних батарей у якості первинного джерела енергії

Якщо в системі що працює від автономних джерел енергії, наряду із споживачами змінної напруги є споживачі постійної напруги, необхідні рівні постійної напруги можливо отримати з використанням DC-DC перетворювача постійного струму з проміжною ланкою змінного струму.

Структуру DC-DC перетворювача постійного струму з проміжною ланкою змінного струму зображено на рис. 2.3.

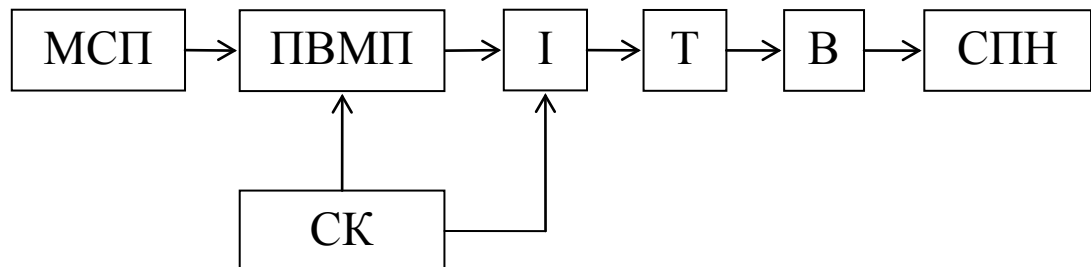


Рис.2.3. Структурна схема DC-DC перетворювача з проміжною ланкою змінного струму

Даний перетворювач підключаються до джерела постійної напруги в ролі якого виступає масив сонячних панелей (МСП) та містить в своєму складі пристрій відбору максимальної потужності (ПВМП), інвертор (І), трансформатор (Т), випрямляч (В). До перетворювача під'єднується споживач постійної напруги (СПН).

Оскільки інвертор є однією з основних складових структури системи електроживлення значна частина переваг системи електроживлення

MicroGrid можлива завдяки використанню інвертора [33], що відповідає наступним вимогам:

- можливість генерації вихідної напруги за формою, амплітудою, частотою та параметрами якості, яка відповідає міжнародним та місцевим стандартам, визначених для напруги користувацької мережі;
- можливість роботи з усіма широко застосовними відновлюваними джерелами електроенергії з урахуванням специфіки їх роботи;
- висока надійність, надання можливостей з резервування компонентів;
- мінімізація масогабаритних параметрів;
- мінімізація втрат енергії на конверторі;
- економічна доцільність застосування топології.

Оскільки системи SmartGrid та MicroGrid можуть включати в себе системи з використанням всіх альтернативних джерел живлення у якості підсистем дані вимоги є актуальними для всіх систем з використанням АДЕ.

Таким чином, однією з основних складових будь-якої з систем незалежно від виду використовуваного джерела альтернативної енергії є перетворювач, задачею якого є перетворення напруги отриманої від АДЕ у форму, що регламентується стандартами мережі та вимогами користувача. Значна кількість переваг застосування систем електроживлення з АДЕ забезпечується використанням перетворювачів, що мають відповідати ряду жорстких вимог з забезпечення надійності, вихідної якості та ефективності застосування створюваної системи.

Топології інверторів, що знаходять застосування у системах електроживлення з використанням альтернативних джерел енергії можуть бути поділені на багаторівневі та однорівневі.

За схемотехнікою силової частини однорівневі інвертори поділяються на побудовані за мостовою схемою (H типу) [34], інвертори з використанням імпедансного ланцюга у вхідному колі мостового інвертора (Z типу) та з

використанням квазі-Z ланцюга у вхідному колі мостового інвертора (квазі-Z типу) [35,36].

Багаторівневі топології додатково класифікуються за:

- структурою модуля - з окремими ізольованими джерелами сталої напруги [37] й одним джерелом та вихідними трансформаторами [38];
- за типом схеми додавання напруг - з однаковими коефіцієнтами трансформації [34,39], з коефіцієнтами трансформації (напругами джерел), що визначаються ступенями деякого заданого простого числа m і з коефіцієнтами трансформації (напругами джерел), що визначаються коефіцієнтами розкладання ступінчастої функції заданої вихідної напруги багаторівневого інвертора у ортогональні ряди (Уолша, ОБ, Хартлі, узагальненого ОБ);
- за типом модуляції - з амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ) й амплітудно-широтно-імпульсною модуляцією (АШІМ) [40].

2.2. Мостовий інвертор Н типу

Перетворення постійної напруги у зміну може бути досягнуто шляхом керування ключових елементів (наприклад, біполярного транзистора, біполярного транзистора з ізольованим затвором (IGBT) або тиристорів). Інвертори поділяються на інвертори з джерелом напруги (voltage source inverter VSI), та інвертори з джерелом струму (current source inverter CSI) і мають на своєму вході конденсатор C (рис. 2.4.а), або котушку індуктивності L (рис. 2.4.б). Інвертор з джерелом напруги (VSI) має обмеження - джерело постійного струму має малий або незначний імпеданс. Іншими словами, він має джерело напруги постійного струму на вхідній стороні.

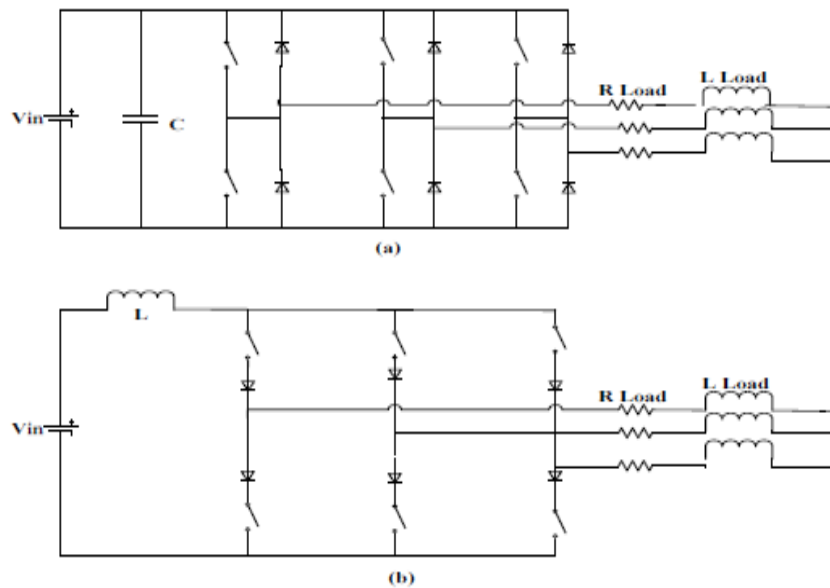


Рис.2.4. Інвертор Н типу з джерелом напруги (а) та з джерелом струму (б)

Вихідна змінна напруга обмежена значенням вхідної постійної напруги. Внаслідок низького внутрішнього опору напруга на виході залишається практично постійною при зміні навантаження. Тому інвертор VSI підходить для застосування в системах одноmotorних приводів та деяких двигунів. [41]. Для використання VSI в режимі підсилення необхідний додатковий перетворювач, що підсилює постійний струм для отримання бажаного значення вихідної напруги. Серйозним фактором зниження надійності перетворювача є проблема пробивного стану через шум електромагнітних перешкод, причиною виникнення яких можуть бути перенапруження, що виникають при однофазних замиканнях на землю, при комутаціях батарей конденсаторів і резонансних фільтрів, при відключенні ненавантажених кабельних ліній і трансформаторів, при одночасній комутації контактів вимикачів та іншої комутаційної апаратури, при неповнофазних режимах роботи електричної мережі внаслідок різних причин, що призводять до ферорезонансних явищ [42]. Для усунення цієї проблеми потрібен додатковий LC-фільтр.

З іншого боку в інверторі CSI джерело постійного струму має високий імпеданс. Якщо інвертор з джерелом струму живиться випрямлячем через

послідовну індуктивність з великим номіналом, тоді, імовірніше, контролюється струм навантаження, а не його напруга, тому вихідна напруга інвертора залежить від опору навантаження. Через великий внутрішній опір, напруга на виводах інвертора CSI не залишається постійною при зміні навантаження. Іншими словами, вона змінюється зі зміною навантаження. Тому якщо інвертор застосовується в багатомоторному приводі, зміна навантаження на будь-якому двигуні впливає на інші двигуни. Отже, інвертор з джерелом струму CSI не підходить для декількох двигунів. Для виконання завдань в яких потрібен широкий діапазон напруги, застосовується додатковий підсилюючий або понижуючий dc-dc перетворювач. Електромагнітні перешкоди можуть викликати помилкове відкриття вентилів, що спричиняє зменшення надійності перетворювача. Для блокування зворотної напруги необхідна комбінація послідовно з'єднаних діода з високошвидкісними та високоефективними транзисторами, такими як IGBT. Отже, це перешкоджає прямому використанню IGBT модулів із низькою ціною та високою продуктивністю [43]. Крім того, як інвертор з джерелом напруги VSI, так і інвертор з джерелом струму CSI мають спільні проблеми: вони не можуть бути понижувально-підвищувальними перетворювачами [44]. Недоліками конвертора на базі перетворювача постійної напруги та струму (ШП) та інвертора Н типу є те, що вхідні перетворювачі можуть працювати тільки в режимі пониження чи підвищення. Вихідна напруга може бути або тільки більшою або тільки меншою ніж вхідна напруга.

2.3. Z інвертор

Для подолання обмежень перетворювачів з джерелом напруги та перетворювачів з джерелом струму використовується імпедансний

перетворювач потужності (скорочено як Z перетворювач) [45], який і забезпечує ефективніше перетворення енергії.

Z інвертор представляє собою перетворювач напруги з ланкою постійного струму у вигляді з'єднаних хрест навхрест (в X -конфігурації) двох конденсаторів і двох котушок. Суть його роботи полягає в накопиченні енергії для подальшої її передачі в навантаження. Вхідне джерело може бути як джерелом напруги так і джерелом струму. Джерелом постійного струму (напруги) може бути батарея або паливний елемент, навантаженням може бути індуктор, конденсатор, резистор або їх комбінація. В схемі присутні шість вентилів, що являють собою комбінацію перемикаючих пристроїв, таких як біполярний транзистор з ізольованим затвором (IGBT) та антипаралельний діод. Метод керування інвертором з Z -джерелом описаний у [46].

Схема Z інвертора та ідеалізовані діаграми напруги та струму наведено на рис. 2.5.

Коли ключ S вмикається, енергія джерела передається на вихід, а також зберігається в індукторах $L1$ та $L2$ кола постійного струму. Протягом часу замкненого стану S струм в індуктивностях збільшується (рис. 2.5.б), а V_{DC} відключається від V_{IN} . Коли S вимкнено, раніше збережена магнітна енергія забезпечує підвищення напруги V_{DC} на виводах навантаження [47].

Перетворювач зберігає напругу постійного струму (V_{DC}) на постійному рівні, незважаючи на зміну вхідної напруги в широкому діапазоні. Схема забезпечує постійну величину потоку ізолюваного трансформатора, якщо напруга постійного струму стабілізується, з використанням ШІМ регулювання з постійним робочим циклом активного стану [48]. В залежності від вхідної напруги схема працює в нормальному режимі (ключі замикаються по діагоналях) або в режимі пробою (ключі замикаються в одній стійці). Перетворювач, як правило, призначений для роботи в нормальному режимі при максимальній вхідній напрузі, що дорівнює бажаній напрузі

постійного струму. Він перемикається на режим пробою (підсилення), коли зменшується вхідна напруга.

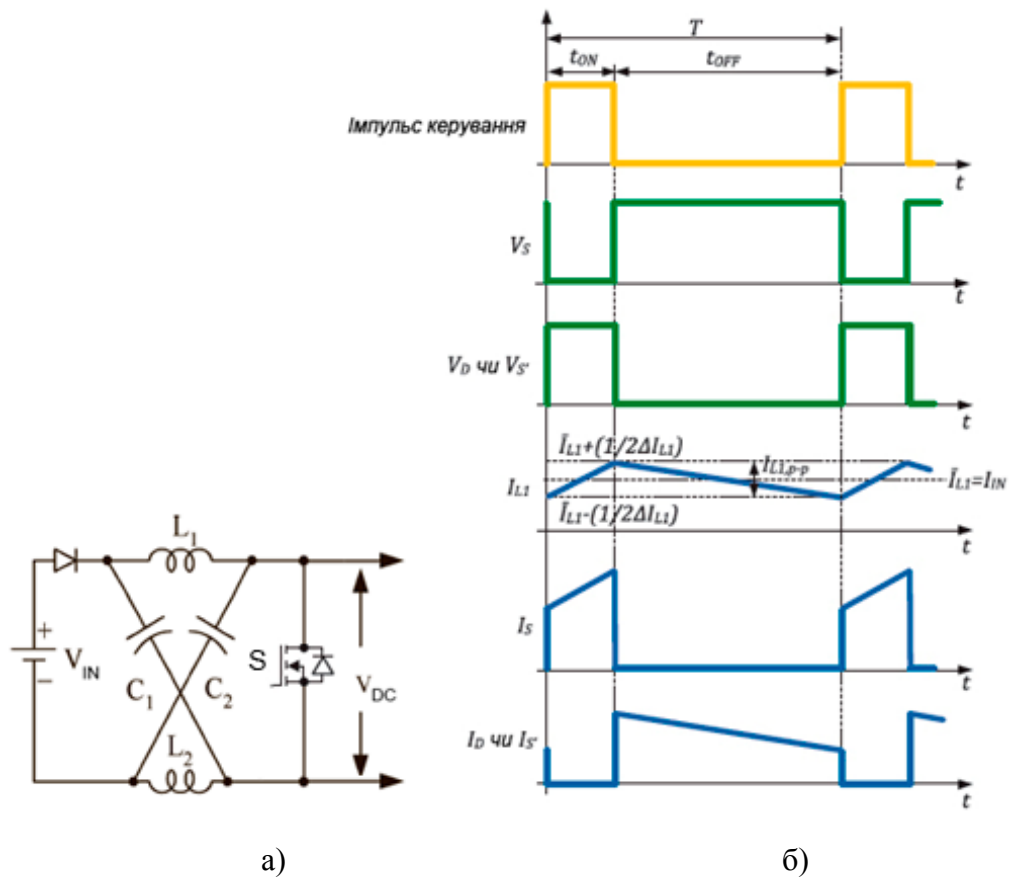


Рис. 2.5. Z інвертор (а) та ідеалізовані сигнали напруги та струму (б)

Структурна схема трифазного Z інвертора приведена на рис. 2.6.

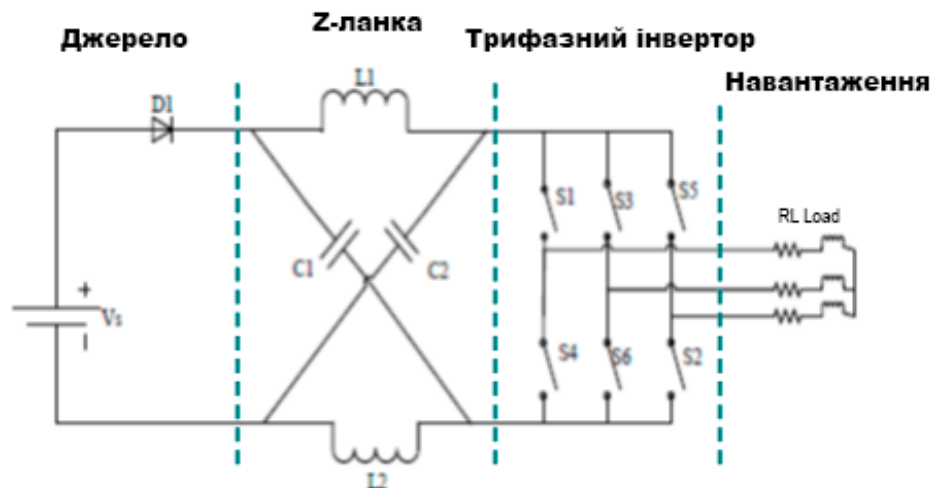


Рис. 2.6. Структурна схема Z інвертора

Для запобігання можливого розряду конденсаторів через джерело, в схемі використано діод [49]. Подібна топологія ланки постійного струму дозволяє Z-інвертору працювати в додатковому стані, що виникає при одночасному замиканні двох транзисторних ключів в одному, двох або відразу трьох плечах фази. З огляду на те, що виникнення подібного стану в традиційних інверторах напруги призводить до перенапруг на силових ключах і виходу з ладу перетворювача [50], даний додатковий стан названо пробивним станом. Він забезпечує перетворювачу можливість підвищувати рівень вихідної напруги до деякого максимального значення без установки додаткових перетворювачів.

Для трифазного інвертора із симетричним RL-навантаженням вихідна потужність завжди постійна, що дозволяє розглядати динамічні характеристики щодо однієї фази без втрати спільності. Як показано в [43], Z-інвертор в процесі роботи може перебувати в двох динамічних станах - нормальному та стані пробою [51].

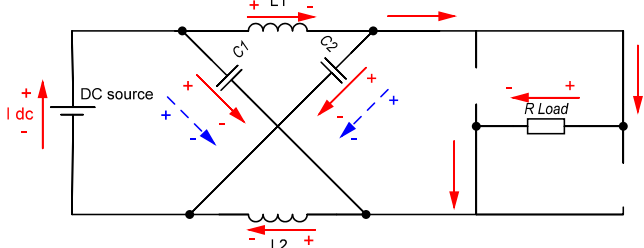
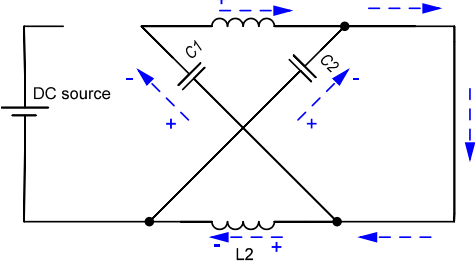
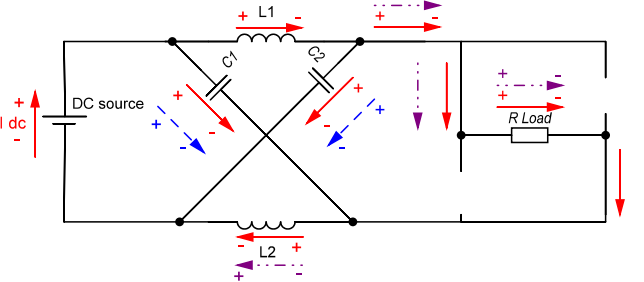
Робота Z-ланки Z інвертора відбувається у три етапи.

На першому етапі інвертор працює у одному з двох нормальних режимів комутації ключів (табл.2.1, п.1). Енергія альтернативного джерела живлення передається до навантаження аналогічно до звичайного мостового інвертора та одночасно з цим відбувається заряд конденсаторів.

На другому етапі інвертор працює у режимі «пробою» за якого комутуються ключі однієї або обох стійок інвертора (табл.2.1, п.2). Конденсатори розряджаються в результаті чого відбувається накопичення енергії дроселем. Навантаження та джерело живлення на цьому етапі від'єднані від перетворювача. На третьому етапі комутація ключів знову відбувається у нормальному режимі. Енергія, накопичена дроселями додається до енергії, що передається джерелом і надходить до навантаження (табл.2.1, п.3) [4].

Таблиця 2.1

Еквівалентні схеми станів Z-інвертора

N	Стан	Схема
1	Стандартний режим комутації ключів	
2	Режим «пробою»	
3	Стандартний режим комутації ключів після стану пробою	
<p>Позначення : → - струм джерела; → - струм конденсаторів;</p> <p>- - - → - струм індуктивностей.</p>		

Режим «пробою» дозволяє збільшити вхідні струм та напругу мостового інвертора, що відбираються від джерела сталого струму без встановлення додаткових перетворювачів на вхід схеми. Використання режиму «пробою» у точці відбору максимальної потужності дозволяє передати максимальну потужність сонячної батареї до навантаження, що в свою чергу дозволяє максимально раціонально використовувати площу сонячної батареї.

Недоліками схеми є перевантаження силових ключів у режимі «пробою», оскільки струм через них за даного типу комутації може бути

удвічі більшим за амплітудні значення допустимі для звичайного режиму комутації.

Розглянемо процеси в Z інверторі. Еквівалентна схема наведена на рис. 2.7.

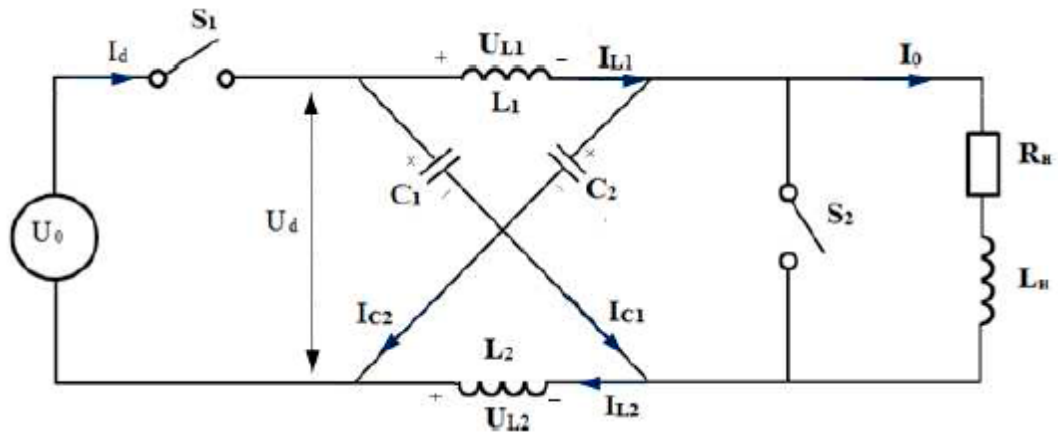


Рис.2.7. Еквівалентна схема заміщення Z інвертора

У схемі рис. 2.7 використано наступні позначення: U_0 - напруга джерела; U_d , I_d - напруга та струм на входних затискачах імпедансного контуру, з'єднаного з джерелом за допомогою діода; U_L , I_L - напруга та струм через будь-яку з двох котушок індуктивності; U_C , I_C - напруга та струм через будь-який з двох конденсаторів; I_0 - струм навантаження; R_n , L_n - опір та індуктивність навантаження.

Еквівалентна схема (рис. 2.7) містить два ключі. У порівняння зі схемою на рис.2.6 діод замінено на ключ S1, ключ S2 моделює роботу інверторного моста. Його скважність визначається коефіцієнтом заповнення пробивного стану перетворювача.

На рис. 2.8 наведена еквівалентна схема в нормальному стані.

Нормальний режим виникає при замиканні ключа S1 і розмиканні ключа S2. Він характеризується передачею енергії від джерела в навантаження, а також передачею в навантаження енергії котушок Z-мережі, запасеної раніше в пробивному стані.

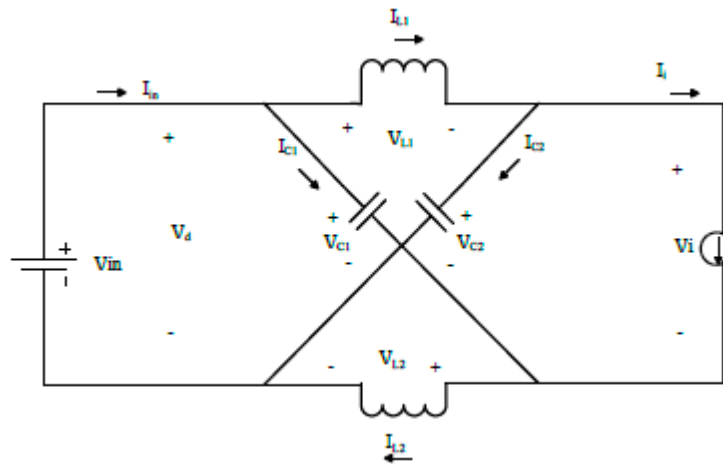


Рис.2.8. Нормальний стан Z інвертора

Рівняння цього режиму мають вигляд:

$$\begin{cases} V_L = V_{in} - V_C; \\ V_i = 2V_C - V_{in}; \\ I_{in} = I_L + I_C = 2I_L - I_i; \\ I_C = I_L - I_0. \end{cases} \quad (2.1)$$

Пробивний стан Z-інвертора виникає при розімкненому ключі S1 і замкненому ключі S2. Еквівалентна схема інвертора у пробивному стані наведена на рис.2.9.

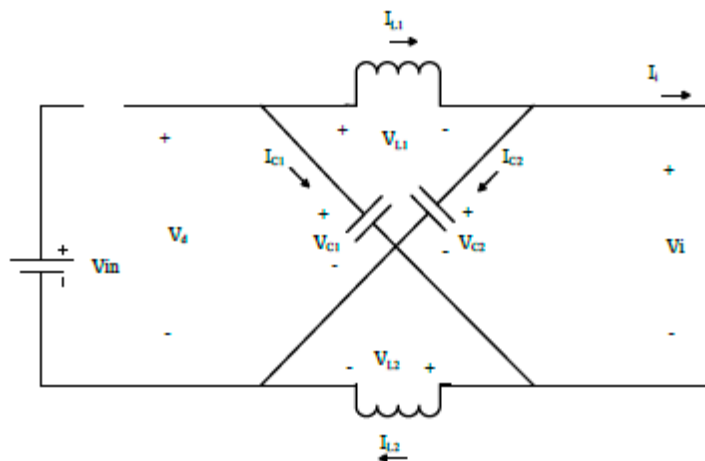


Рис.2.9. Пробивний стан Z-інвертора

Протягом цього режиму вхідне джерело від'єднано від Z-контуру та від навантаження. Відбувається перерозподіл енергії між котушками і конденсаторами в межах Z-контуру - сума двох напруг конденсаторів стає

більшою, ніж напруга джерела постійного струму. Конденсатори передають свою енергію котушкам індуктивності. Рівняння режиму мають вигляд:

$$\begin{cases} V_L = V_C = \frac{V_d}{2}; \\ V_i = 0; \\ I_d = 0; \\ I_C = -I_L. \end{cases} \quad (2.2)$$

При пробивному стані сума двох напруг конденсаторів стає більшою, ніж напруга джерела постійного струму:

$$V_{C1} + V_{C2} > V_{in}. \quad (2.3)$$

Припустимо, що індуктори $L1$ і $L2$ мають однакову індуктивність (L), а конденсатори $C1$ і $C2$ мають однакову ємність (C). Мережа стає симетричною. З симетрії отримуємо рівняння [52]:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_2 = L, \\ C_1 &= C_2 = C, \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} V_{C1} &= V_{C2} = V_C, \\ V_{L1} &= V_{L2} = V_C. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Протягом циклу перемикавання T конденсатор заряджає індуктор. Таким чином, напруга індуктора стає:

$$\begin{aligned} V_L &= V_C, \\ V_D &= 2V_C, \\ V_i &= 0. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Протягом циклу перемикавання T , в непробивних станах для інтервалу $T1$, рівняння стає:

$$V_L = V_0 - V_C, \quad (2.7)$$

$$V_D = V_0, \quad (2.8)$$

$$V_i = V_C - V_L = 2V_C - V_0, \quad (2.9)$$

де V_0 - напруга джерела, V_i - середня напруга ланки постійного струму

$$T = T_0 + T_1. \quad (2.10)$$

В усталеному стані протягом одного періоду перемикання (T) середня напруга індуктора повинна дорівнювати нулю, з рівнянь (2.6), (2.7), (2.8) і (2.9) отримуємо:

$$V_L = \bar{V}_L = \frac{T_0 V_C + T_1 (V_0 - V_C)}{T} = 0, \quad (2.11)$$

$$\frac{V_C}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0}. \quad (2.12)$$

Середня напруга ланки постійного струму:

$$V_i = \bar{V}_i = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 (2V_C - V_0)}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_C. \quad (2.13)$$

Максимальна напруга ланки постійного струму як в (2.9) може бути представлена:

$$\bar{V}_i = V_C - V_L = 2V_C - V_0 = \frac{T}{T_1 - T_0} V_0 = B V_0, \quad (2.14)$$

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2 \frac{T_0}{T}} \geq 1, \quad (2.15)$$

де B – коефіцієнт підсилення.

З рівнянь (2.5), (2.12) та (2.15) напруга конденсаторів дорівнює:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2 \frac{T_0}{T}} V_0. \quad (2.16)$$

Попри всі переваги, інвертор з Z -джерелом має недолік - конденсатор в імпедансній мережі повинен витримувати високу напругу. Він забезпечує переривчастий вхідний струм у режимі підсилення. Переривчастий струм недопустимий для багатьох джерел і вимагає потужних вхідних фільтрів.

2.4. Квазі-Z інвертор

Квазі-Z перетворювачі були запропоновані в 2008 році. Вони добре зарекомендували себе в системах перетворювальної техніки для відновлюваних джерел енергії завдяки можливості забезпечувати безперервний вхідний струм, зменшеній кількості етапів перетворення та підвищеній завадостійкості [53]. Квазі-Z перетворювачі використовуються для інтеграції фотоелектричних перетворювачів з мережею [54] і як інтерфейсні перетворювачі для паливних елементів [55,56].

Для подолання вищезазначених проблем Z інвертора, запропоновано нову топологію, відому як інвертор з квазі-Z джерелом (скорочено як QZSI) [57]. На рис. 2.10 показана загальна структура інвертора з квазі-Z джерелом.

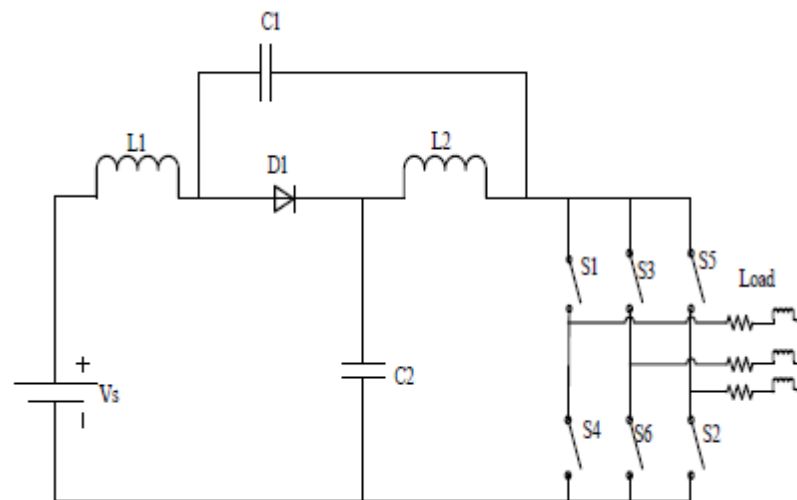


Рис. 2.10. Інвертор з квазі-Z джерелом

Його внутрішня імпедансна мережа з'єднує головне коло перетворювача з джерелом живлення або навантаженням. Інвертор з квазі-Z джерелом складається з двох індукторів $L1$ і $L2$ і двох конденсаторів $C1$ і $C2$. Індуктор, присутній у інверторі квазі-Z джерела, зменшує вхідний струм. Напруга конденсатора нижча, ніж у випадку інвертора з Z-джерелом. Джерелом постійного струму (напруги) може бути акумуляторна або фотоелектрична батарея, а навантаженням може бути індуктор, конденсатор, резистор або їх комбінація. В схемі присутні шість вимикачів, що являють

собою комбінацію перемикаючих пристроїв, таких як біполярний транзистор з ізолюваним затвором (IGBT) та антипаралельний діод.

На рис.2.11 наведено інвертор з квазі-Z джерелом в безперервному режимі.

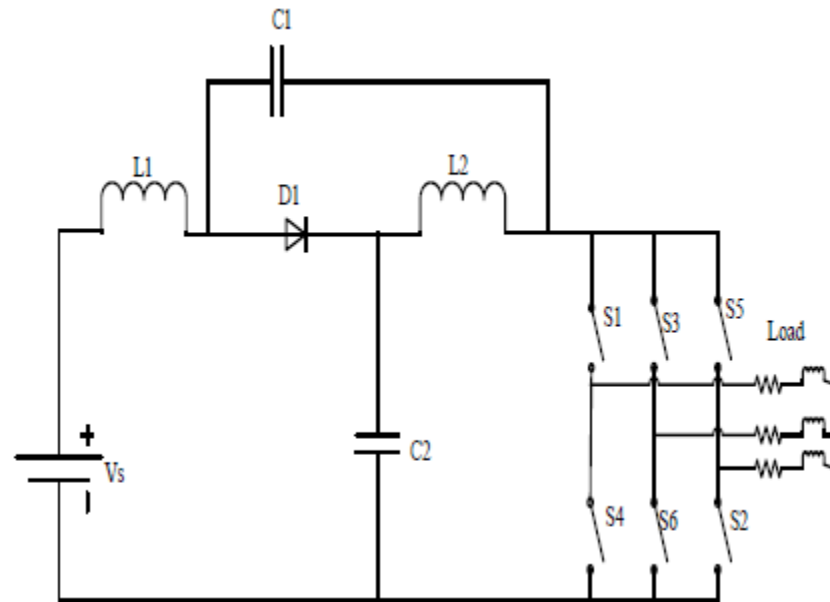


Рис. 2.11. Інвертор з квазі-Z джерелом в безперервному режимі

В безперервному режимі (рис. 2.11) інвертор забезпечує заземлення джерела постійного струму, за рахунок чого відбувається пониження вихідної напруги в загальному режимі та може виникнути шум. Конденсатори мають малі навантаження по напрузі.

На рис.2.12 наведено інвертор з квазі-Z джерелом у переривчастому режимі.

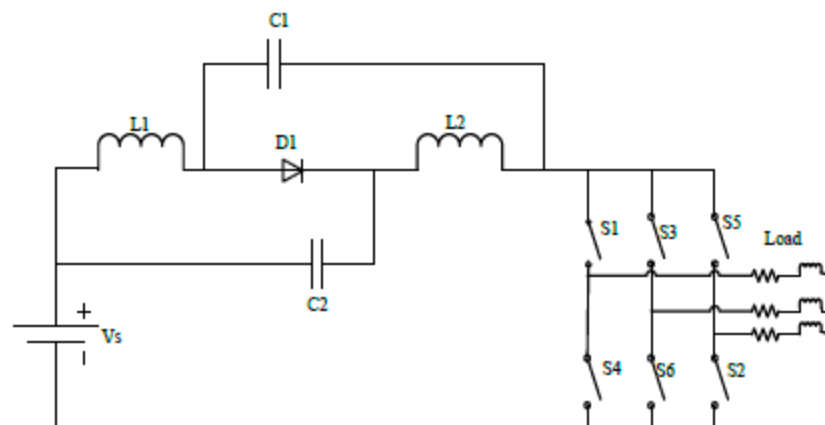


Рис. 2.12. Інвертор з квазі-Z джерелом у переривчастому режимі

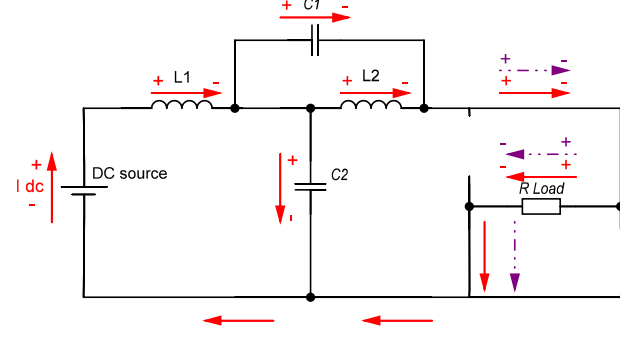
У переривчастому режимі (рис. 2.12) основним завданням інвертора з квазі-Z джерелом є отримання низької напруги на конденсаторах C1 і C2. Ця низька напруга на конденсаторах призводить до більш компактного дизайну.

Принцип роботи інвертора з квазі-імпедансним ланцюгом у вхідному колі, аналогічно до Z-інвертора, можна описати в три етапи. На першому етапі за одного з двох нормальних режимів комутації ключів відбувається заряд конденсатора C1 за ланцюгом: джерело живлення – дросель L1 – діод D1 – конденсатор C1 – навантаження – джерело живлення (табл.2.2, п.1). Конденсатор C2 заряджається за ланцюгом: джерело живлення - дросель L1 – діод D1 – конденсатор C2 – джерело живлення. На другому етапі, за комутації силових ключів у режимі «пробою», відбувається розряд конденсаторів та передача енергії до дроселів (табл.2.2, п.2). Джерело сталого струму при цьому не відключається від індуктивного ланцюга. На третьому етапі, за нормальної комутації ключів енергія накопичена в дроселі передається в навантаження (табл.2.2, п.3).

Таблиця 2.2

Еквівалентні схеми станів квазі-Z інвертора

N	Стан	Схема
1	Стандартний режим комутації ключів	
2	Режим «пробою»	

3	Стандартний режим комутації ключів після стану пробую	
---	---	--

Позначення струмів аналогічно до табл.2.1.

Існує дев'ять станів перемикання: шість нормальних станів (рис. 2.13), два додаткових пробивних стани і один прямий пробивний стан. Прямий і додаткові пробивні стани не впливають на вихідну напругу. У нормальному стані в кожній стійці інвертора струм проводить лише один ключ [58,59].

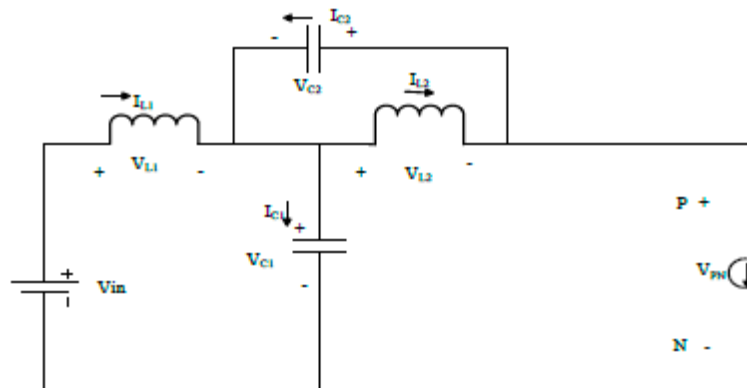


Рис.2.13. Нормальний стан інвертора з квазі-Z джерелом

Під час циклу перемикання T , у нормальному стані (рис. 2.13) для інтервалу T_1 , рівняння мають вигляд:

$$V_{L2} = V_{C2} - V_{out} = -V_{C1}, \quad (2.16)$$

$$V_{C2} = V_{out} - V_{C1}, \quad (2.17)$$

$$V_{in} = V_{L1} + V_{C2}, \quad (2.18)$$

$$V_{out} = V_{C2} + V_{C1}. \quad (2.19)$$

На рис.2.14 наведено інвертор з квазі-Z джерелом в пробивному стані.

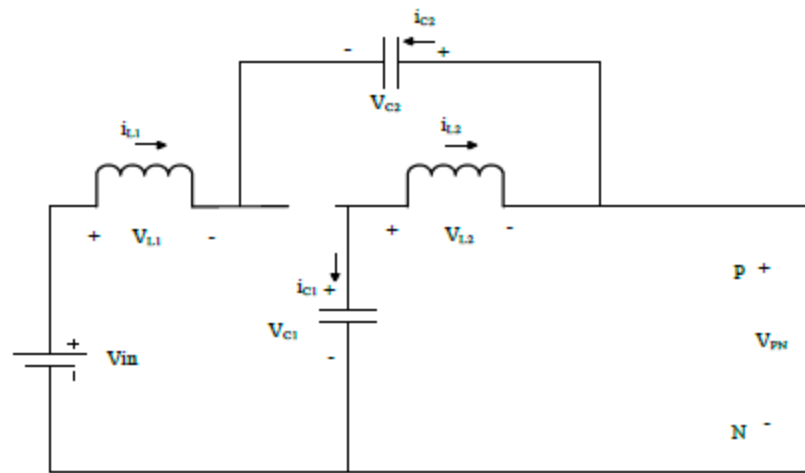


Рис. 2.14. Пробивний стан інвертора з квазі-Z джерелом

Протягом циклу перемикання T , в пробивному стані (рис. 2.14) для інтервалу T_0 , рівняння стає

$$V_{out} = 0, \quad (2.20)$$

$$V_{C2} = V_{L2}, \quad (2.21)$$

$$V_{L2} = -V_{C1}, \quad (2.22)$$

$$V_{C2} = -V_{C1}, \quad (2.23)$$

$$V_{in} = V_{L1} + V_{C2}, \quad (2.24)$$

$$V_{in} = V_{L1} - V_{C1}, \quad (2.25)$$

$$V_{L2} = \frac{T_0 V_{C2} + T_1 (-V_{C1})}{T} = 0, \quad (2.26)$$

$$V_{L2} = \frac{T_0 V_{C2} + T_1 (V_{C2} - V_{out})}{T} = 0 = V_{C2}, \quad (2.27)$$

$$V_{C2} = \frac{T_1}{T} V_{out}. \quad (2.28)$$

З рівнянь (2.24) і (2.25) маємо:

$$V_{L1} = \frac{T_0 (V_{in} + V_{C1}) + T_1 (V_{in} - V_{C2})}{T}, \quad (2.29)$$

$$V_{out} = \frac{T_0 0 + T_1 (V_{C1} + V_{C2})}{T} = V_{C2}, \quad (2.30)$$

$$V_{out} = V_{C2} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{in}. \quad (2.31)$$

Рівняння (2.31) описує залежність вихідної напруги від значення вхідної, а також від відношення тривалості пробивного й нормального станів.

2.5. Порівняння Z та квазі-Z інверторів

Для порівняння розглянутих типів інверторів з Z-джерелом і з квазі-Z джерелом та перевірки переваг інвертора з квазі-Z джерелом було проведено симуляцію за допомогою пакету розгалуження математичної системи *MATLAB R2014a – Simulink R2014a*. Параметри, однакові для симуляцій Z та квазі-Z інверторів, наведені в табл.2.3

Таблиця 2.3

Параметри елементів Z та квазі-Z інверторів

Параметр	V_{IN}	$C1, C2$	$L1, L2$	f	V_{LOAD}	R_{Load}
Номінал	12 В	500 мкФ	160 мкГн	29,5 кГц	16 В	10 Ом

Моделі Z та квазі-Z інвертора, які реалізовані в *MATLAB R2014a – Simulink R2014a*, зображені на рис. 2.15 та 2.16 відповідно.

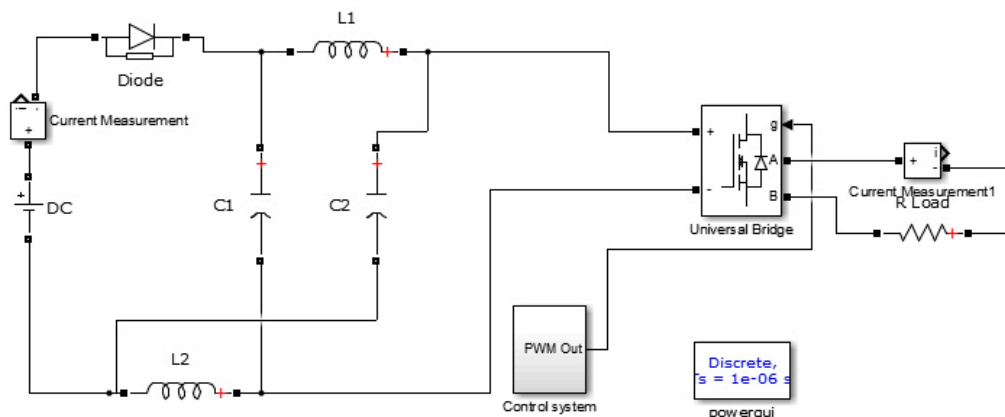


Рис.2.15. Модель Z інвертора

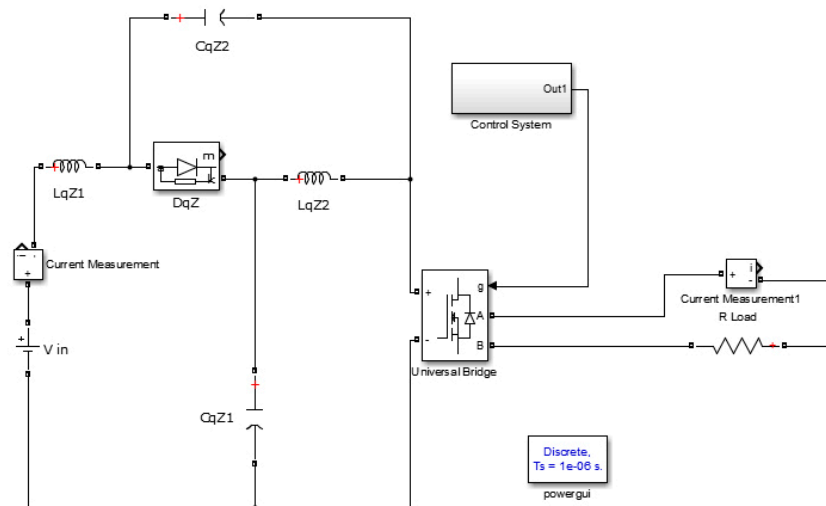


Рис.2.16. Модель квазі-Z інвертора

Моделі на рис.2.15 та рис.2.16 побудовані з використанням джерела постійної напруги V_{IN} - *DC Voltage Source*, до якого під'єднується повномостовий інвертор на *MOSFET* - *Universal Bridge*. Між джерелом та інвертором знаходиться пасивна *Z* або *qZS*-ланка, що складається з одного діода *DqZ*, двох однакових індукторів (*LqZ1* і *LqZ2*) і конденсаторів (*CqZ1* і *CqZ2*). Керування транзисторами здійснюється за допомогою блоку керування *Control system*. В блоці керування задаються амплітуда імпульсів керування (В), їх період (34 мкс.), ширина (60%) та фазова затримка (0 та 17 мкс. однакова для діагональних ключів). Повномостовий інвертор під'єднаний до активного навантаження (*R Load*). Часові залежності напруг відображаються за допомогою блоку *Scope*.

Досліджувані інвертори мають як спільні так і відмінні риси.

2.5.1. Спільні риси інверторів

На рис.2.17 наведені діаграми струму та напруги навантаження інверторів. Згідно наведених діаграм, *Z* та квазі-*Z* інвертори мають однакові струм та напругу навантаження із середніми значеннями $I_d=1.6$ А, $U_d=16$ В. Амплітудні значення $I_a=2.1$ А, $U_a=21$ В. Коефіцієнт нелінійних спотворень (THD) дорівнює 27.75%.

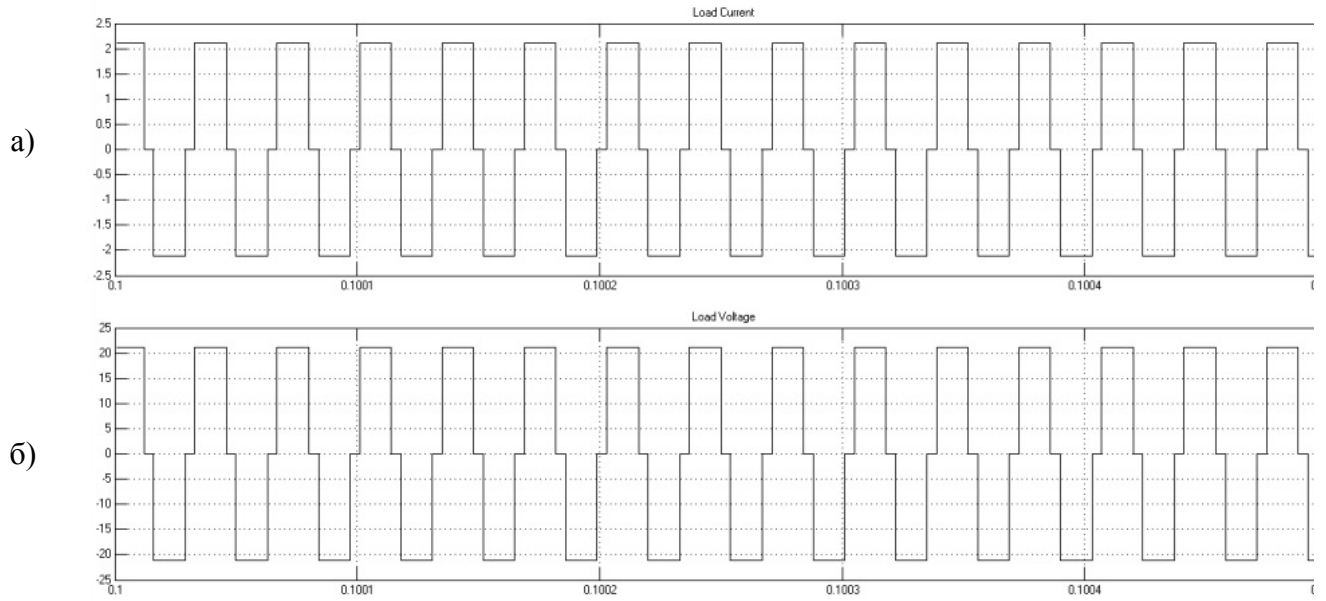


Рис.2.17. Струм (а) та напруга (б) навантаження інверторів

Аналогічно, однаковими є струми та напруги ключів а також напруга інверторів (рис.2.18.):

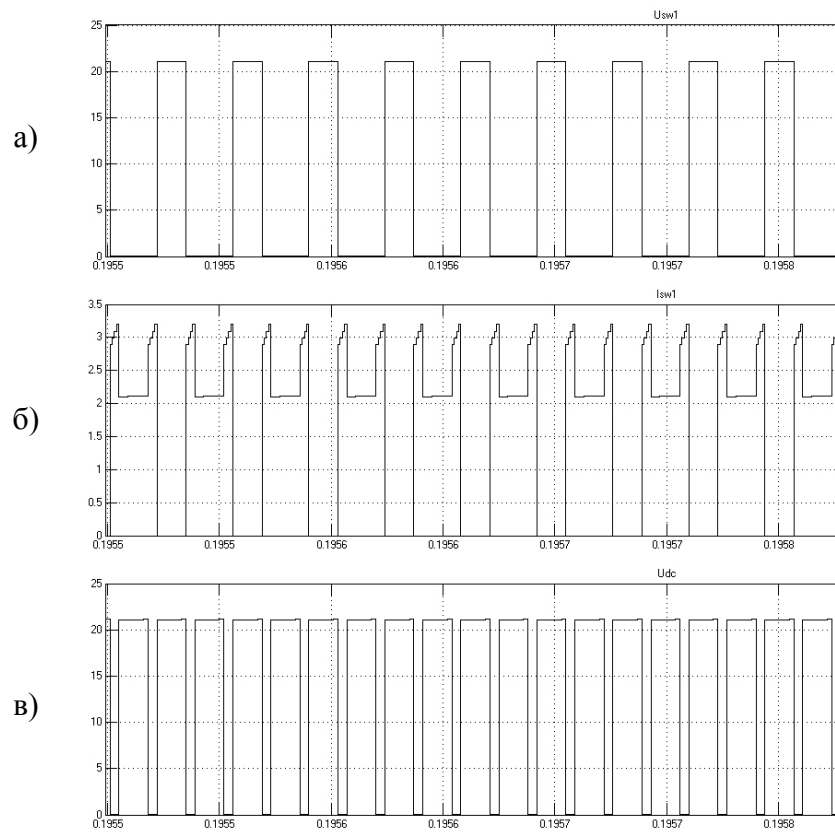


Рис. 2.18. Напруга (а) та струм (б) ключа S_I , напруга інверторів (в)

При однакових налаштуваннях системи керування, відповідно, будуть однаковими вихідні імпульси системи керування ключами (рис.2.19.а,б) та перекриття цих імпульсів (рис. 2.19.в).

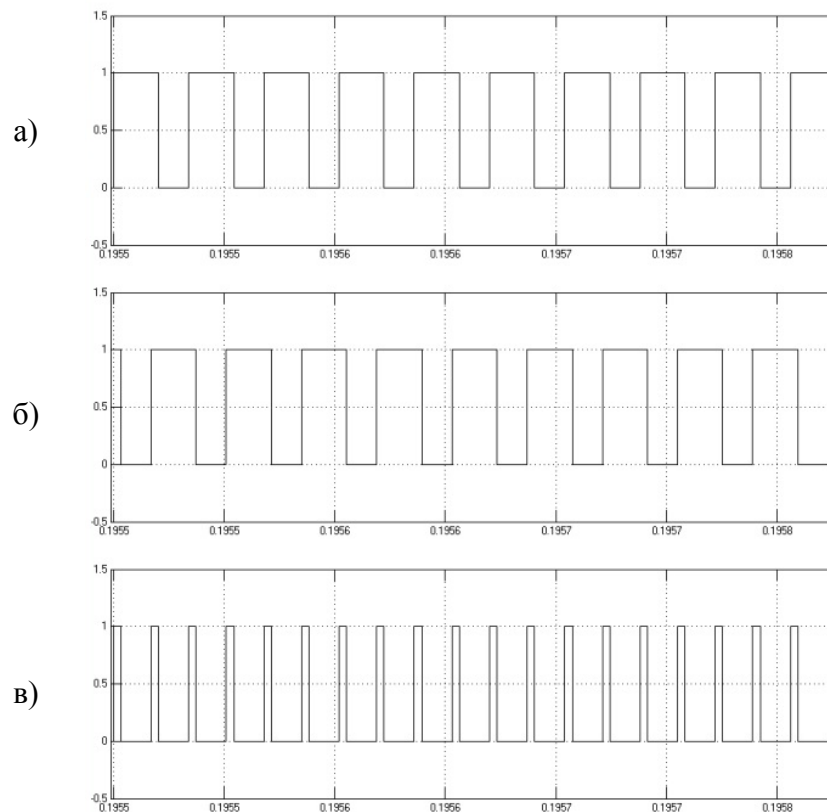


Рис. 2.19. Імпульси системи керування ключами S1, S4 (а) та S2, S3 (б), перекриття імпульсів (в)

2.5.2. Відмінні риси інверторів

На рис.2.20 зображено напругу конденсатора C1 та C2, а також струм джерела напруги Z інвертора.

Відповідно до наведених діаграм (рис. 2.20), напруга конденсаторів C_1 та C_2 в Z інверторі $U_c=16.15$ В.

Середнє значення струму джерела $I_{Ind} = 3.05$ А, амплітудне значення $I_{INa}=4.5$ А. При цьому струм джерела має переривчастий характер (рис. 2.21).

Z-інвертор

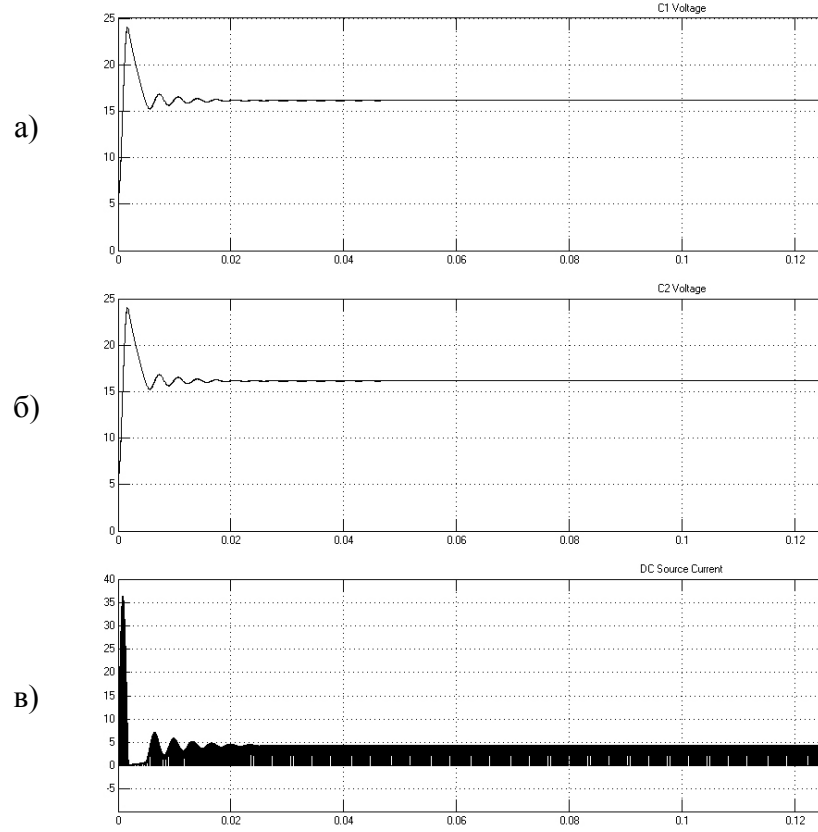


Рис.2.20. Напруга конденсатора C1 (а) та C2 (б), струм джерела напруги (в) Z інвертора

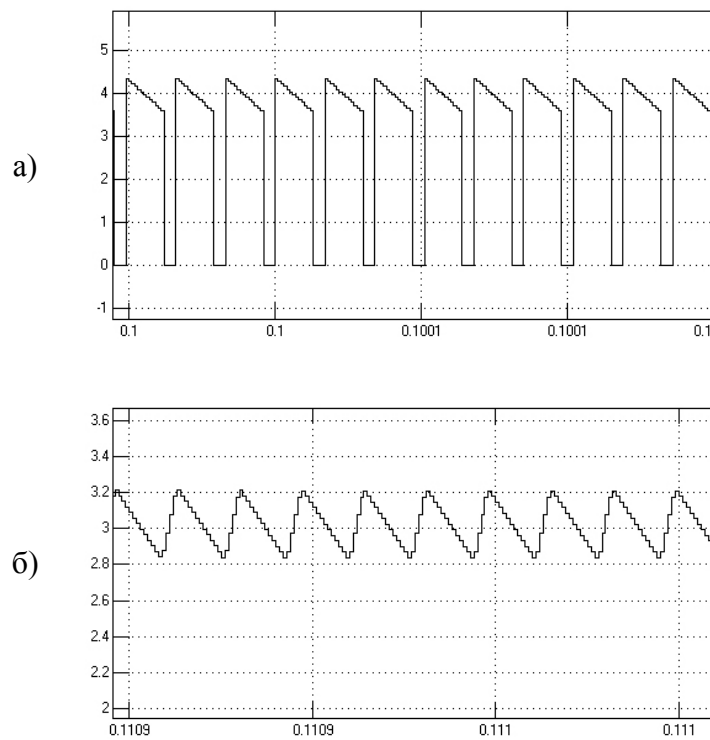


Рис.2.21. Струм джерела Z інвертора (а) та квазі-Z інвертора (б)

У Z та квазі- Z інверторах напруга конденсатора C_1 дорівнює 16.15В, але у квазі- Z інвертора, на відміну від Z інвертора, напруга конденсатора C_2 дорівнює 4.15В (рис. 2.22). Середнє значення струму джерела інверторів $I_{INd} = 3.05\text{A}$, але на відміну від Z -інвертора амплітудне значення струму джерела $I_{INa}=3.25\text{A}$, і сам струм джерела має неперервний характер (рис. 2.21).

Квазі- Z інвертор

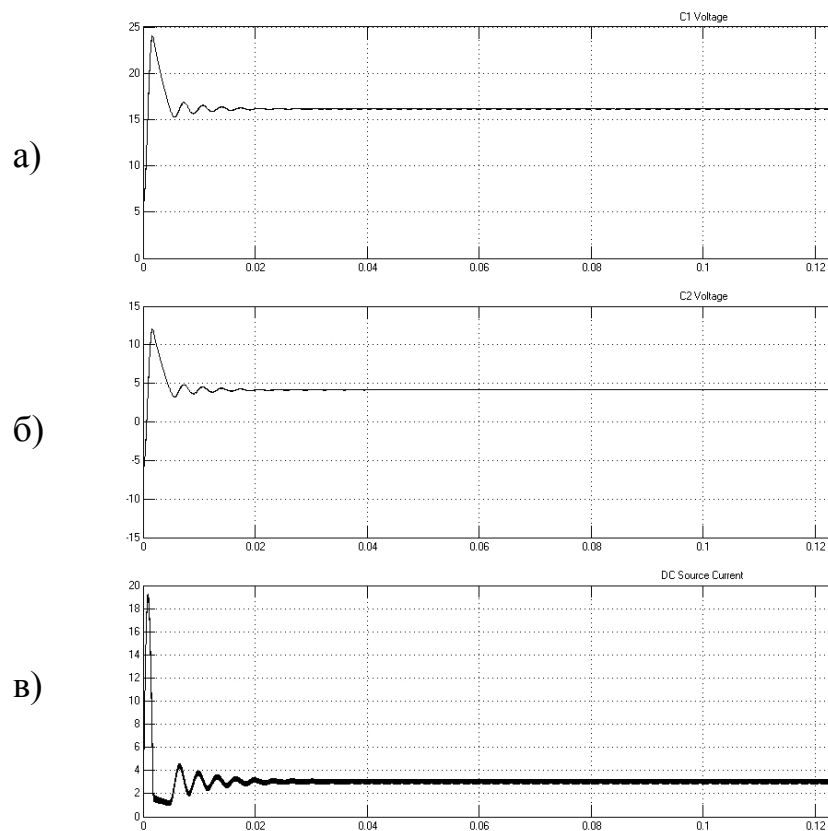


Рис.2.22. Напруга конденсатора C_1 (а) та C_2 (б), струм джерела напруги (в) квазі- Z інвертора

На рис. 2.23 наведено графік стресу джерела в залежності від навантаження як для квазі- Z інвертора ($qZSI$) так і Z -інвертора (ZSI) [44]. Стрес джерела (пікова потужність) у квазі- Z інвертора починається з 22.27 Вт, а в інверторі з Z -джерелом з 24.90 Вт.

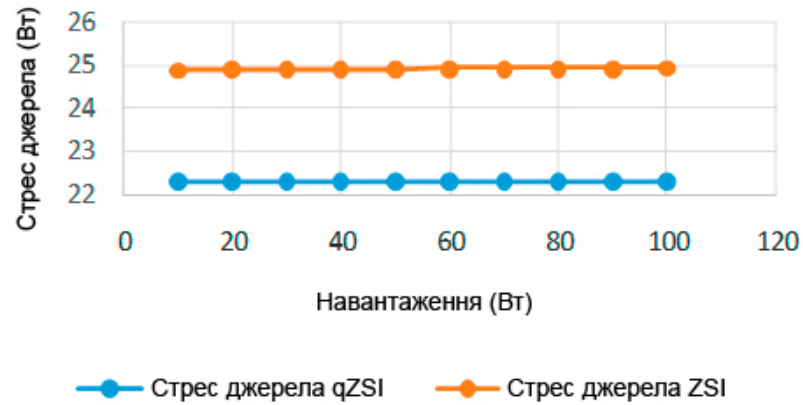


Рис.2.23. Стрес джерела живлення в залежності від навантаження

На рис. 2.24 наведено графік стресу джерела в залежності від частоти для Z та квазі- Z інверторів.

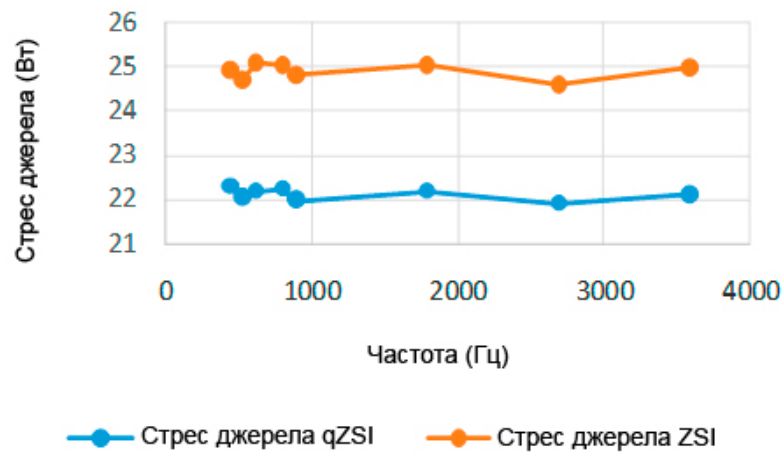


Рис. 2.24. Стрес джерела живлення в залежності від частоти

З обох вищезазначених графіків видно, що стрес джерела квазі- Z інвертора менший в порівнянні з Z інвертором.

Висновки до другого розділу

1. Одна з найбільш розповсюджених конфігурацій конвертора на базі перетворювача постійної напруги та струму (ШП) та інвертора Н типу має недолік — вхідні перетворювачі можуть працювати тільки в режимі пониження чи підвищення напруги, тобто вихідна напруга може бути або тільки більшою або тільки меншою ніж вхідна.

2. На відміну від звичайних інверторів Н типу, інвертор з Z-джерелом має ще один додатковий стан, що називається пробивним. Цей пробивний стан виникає коли ключі одночасно замикаються в одній, двох або всіх трьох стійках інвертора. Цей стан недопустимий в інверторі з джерелом напруги. Але в Z інверторах він забезпечує можливість підвищення рівня вихідної напруги без установки додаткових перетворювачів. Попри переваги, інвертор з Z-джерелом має такий недолік: конденсатор в імпедансній мережі повинен витримувати високу напругу. Він забезпечує переривчастий вхідний струм у режимі підсилення. Переривчастий струм недопустимий для багатьох джерел і вимагає потужних вхідних фільтрів.

3. Інвертор з квазі-Z джерелом має всі позитивні якості Z інвертора, але на відміну від нього має ряд переваг, а саме зниження навантаження на джерело, безперервний вхідний струм (струм джерела постійної напруги) та нижчу напругу на конденсаторі C_2 і як наслідок – менші габаритні розміри. Для розглянутих схем, у квазі-Z інвертора напруга конденсатора C_2 менша на 74,3% ніж у Z інвертора. При однаковому середньому значенні струму джерела, амплітудне значення струму джерела квазі-Z інвертора менше на 27,78%, а струм джерела має неперервний характер.

4. В квазі-Z інверторі стрес джерела менший ніж у Z інверторі. При однаковій потужності навантаження та частоті, стрес джерела у квазі-Z інвертора починається з 22.27 Вт, а в інверторі з Z-джерелом з 24.90 Вт.

РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ КВАЗІ-Z DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА ТА ДІАГНОСТУВАННЯ НЕСПРАВНОСТЕЙ

Як показують дослідження, про появу несправності або зміну параметрів елементів напівпровідникового перетворювача, свідчить зміна форм часових діаграм його струмів та напруг.

В даному розділі досліджується вплив на вигляд часових діаграм роботи квазі-Z DC-DC перетворювача таких несправностей як коротке замикання, обрив, зміна номіналів одного чи одночасно декількох елементів та виробляються рекомендації щодо способу ідентифікації даних несправностей.

В якості експериментальних даних для діагностування та прогнозування стану перетворювача було обрано амплітудне значення вхідного струму I_{INa} , середнє значення вихідної напруги U_d та час перехідного процесу t_{III} напруги вторинної обмотки трансформатора.

3.1. Квазі-Z DC-DC перетворювач

Схема перетворювача наведена на рис.3.1. Квазі-Z DC-DC перетворювач ($qZSC$) складається зі звичайного джерела напруги (V_{IN}) та повномостового гальванічно-ізольованого DC-DC перетворювача, що містить квазі-імпедансну мережу ($qZSN$) на вході. $QZSN$ складається з двох конденсаторів C_{qz1} та C_{qz2} , двох індукторів L_{qz1} та L_{qz2} і одного діода D_{qz} , що з'єднані у певній конфігурації.

До складу DC-DC перетворювача входить інвертор, побудований на чотирьох *MOSFET* транзисторах (ключі $S1$ - $S4$), ізоляційний трансформатор TX та подвоювач напруги, що складається з двох діодів $Dr1$ та $Dr2$ і двох конденсаторів $Cf1$ та $Cf2$ [60].

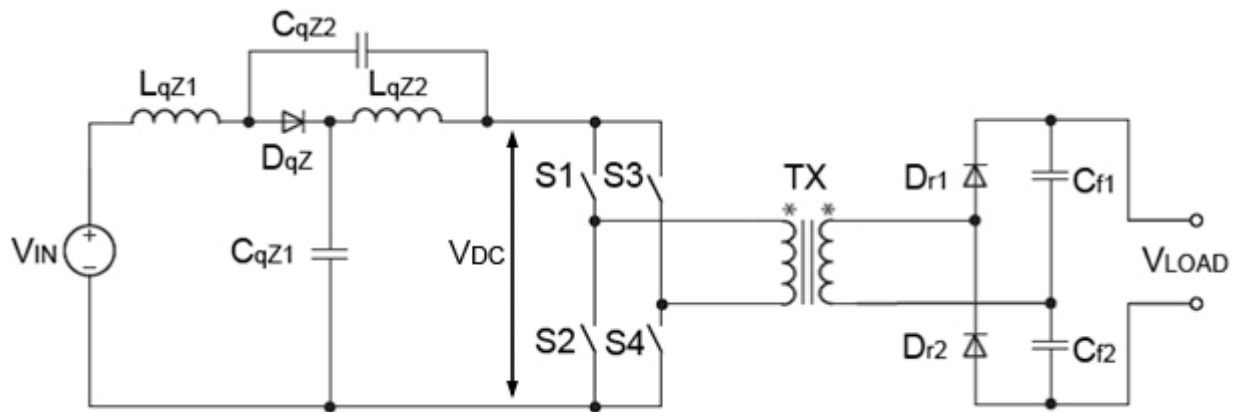


Рис. 3.1. Квазі-Z DC-DC перетворювач

Перетворювач зберігає напругу постійного струму (V_{LOAD}) на постійному рівні, незважаючи на зміну входної напруги в широкому діапазоні.

Загальні осцилограми роботи та основні стани комутації $qZSC$ показані на рис. 3.2. Пробивні стани що утворюються при одночасному включенні всіх ключів інвертора, доцільно застосовувати при розподіленому струмовому навантаженню вимикачів. Тривалість пробивного режиму рівномірно розподіляється на два інтервали часу. Період перемикання $qZSC$ поєднує в собі пробивні (ST), та нормальні (A) стани, і його можна просто представити у вигляді:

$$T = t_A + t_{ST}, \quad (3.1)$$

де t_A - сукупна тривалість нормальних станів протягом періоду перемикання, t_{ST} - сукупна тривалість пробивних станів протягом періоду перемикання, а T - період перемикання.

На рис. 3.2. введено наступні позначення: ST – пробивний стан при замиканні всіх ключів інвертора, $A1$ - нормальний стан при замкнених ключах $S1$ та $S4$, а $A2$ - нормальний стан при замкнених ключах $S2$ та $S3$.

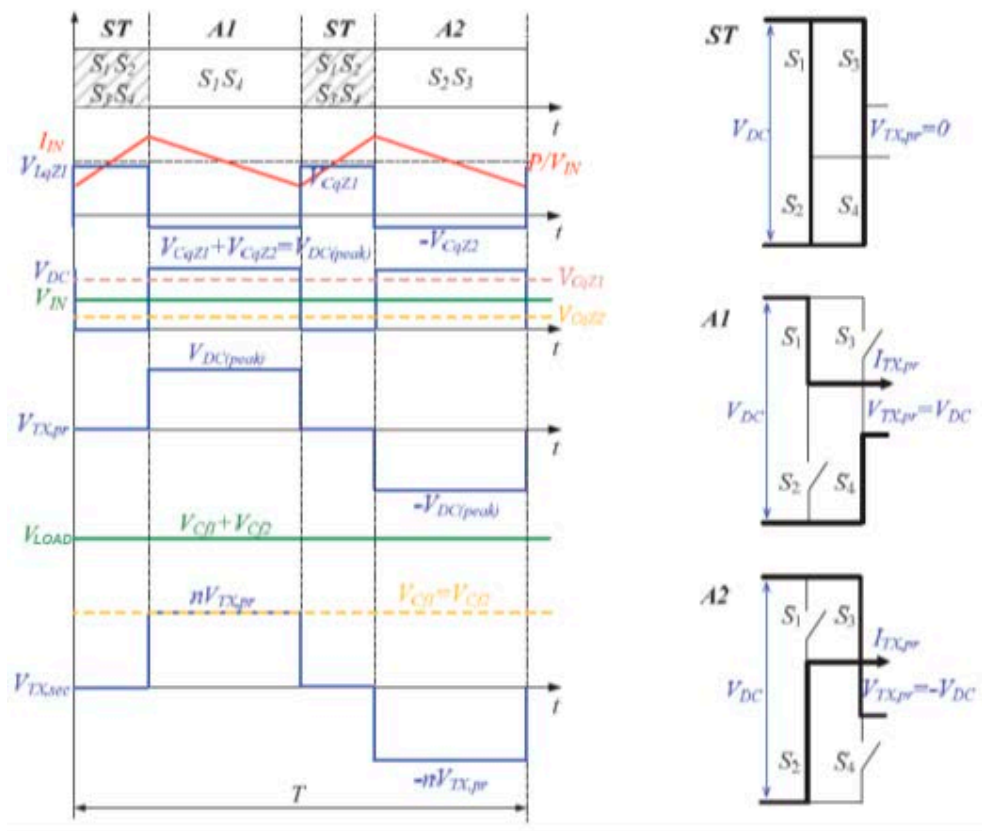


Рис. 3.2. Загальні осцилограми роботи та основні стани перемикання

Робоча напруга та середні значення струму компонентів квазі-Z ланки під час активного та пробивного станів представлені в табл.3.1 для випадку без втрат.

Таблиця 3.1

Узагальнені експлуатаційні параметри схеми

Параметр	Позначення	Значення
Діапазон вхідної напруги, В	V_{IN}	15...30
Максимальний вхідний струм, А	I_{IN}	8
Максимальна постійна напруга в режимі підсилення, В	$V_{DC(peak)}$	30
Вихідна напруга, В	V_{LOAD}	205
Частота перемикання, Гц	f_{sw}	50
Коефіцієнт трансформації	n	1:4
Ємність конденсаторів, мкФ	C_{qZ1}, C_{qZ2}	26.4
Індуктивність індукторів, мкГн	L_{qZ1}, L_{qZ2}	0.5
Ємність вихідних конденсаторів, мкФ	C_{f1}, C_{f2}	2.2

Використання випрямляча напруги на вторинній стороні $qZSC$ покращує щільність потужності, зменшуючи коефіцієнт трансформації ізоляційного трансформатора. Додатна напруга прикладена до трансформатора, коли інвертор знаходиться в стані $A1$. Це призводить до зарядки конденсатора $Cf1$ через діод $Dr1$ до вихідної напруги інвертора, переданої на вторинну обмотку ізоляційного трансформатора. Вихідна напруга інвертора є від'ємною в стані $A2$, і, таким чином, $Cf2$ заряджається через діод $Dr2$. Вихідна напруга (V_{LOAD}) - це сума напруг конденсаторів $Cf1$ та $Cf2$, що дорівнює подвійній піковій напрузі вторинної обмотки ізоляційного трансформатора (V_{TX} , сек) [61]:

$$V_{OUT} = 2 \cdot V_{TX}, \quad (3.2)$$

Враховуючи попередні рівняння, вихідна напруга визначається як:

$$V_{OUT} = \frac{2 \cdot V_{IN} \cdot n}{(1 - 2 \cdot D_{ST})}, \quad (3.3)$$

де n - коефіцієнт трансформації ізоляційного трансформатора, D_{ST} - робочий цикл пробивного стану ($D_{ST} = t_{ST}/T$).

Слід зазначити, що рівняння (3.2) та (3.3) дійсні, якщо $qZSC$ діє в режимі безперервної провідності, коли струми через індуктори $qZSN$ $LqZ1$ і $LqZ2$ ніколи не опускаються до нуля. При малих навантаженнях і відносно низькій частоті перемикання значення індуктивностей $LqZ1$ і $LqZ2$ можуть бути недостатніми, щоб уникнути режиму переривчастого струму [62]. Це спричиняє ефект надпідсилення постійного струму та вихідної напруги, що може призвести до нестабільної роботи перетворювача. Переривчастого струму можна уникнути, якщо компоненти перетворювача правильно розміщені згідно з детальними правилами проектування, представленими у [63], тоді як значення індукторів $LqZ1$ і $LqZ2$ повинні бути вибрані відповідно до [64].

3.2. Моделювання перетворювача в середовищі Simulink

При діагностуванні навіть достатньо простих схем процес визначення контрольних точок є достатньо трудоемним. Тому на практиці для визначення точок зняття діагностичних показників використовують методи, засновані на побудові математичних [65] та функціональних [66] моделей перетворювачів, або їх моделювання за допомогою спеціальних пакетів, таких як пакет розгалуження математичної системи *MATLAB R2014a* – *Simulink R2014a* [67].

Моделювання роботи напівпровідникових перетворювачів в різних умовах функціонування дозволяє сформувати діагностичну базу даних часових діаграм струмів та напруг. В процесі реального функціонування перетворювача база даних зазнає суттєвих уточнень, але моделювання дозволяє закласти основи діагностики, зокрема, визначити перелік контрольних точок, в яких буде зніматися діагностична інформація, обрати методи аналізу діагностичних даних та ідентифікації стану перетворювача.

Далі представлені результати моделювання квазі-*Z DC-DC* перетворювача. Вибір саме цього типу перетворювачів був здійснений за наступними критеріями:

- перетворювач доволі складний за структурою та принципом роботи, а отже, з'являється можливість відстежити, як впливають ці фактори на процес діагностики;
- дані типи перетворювачів знаходять широке практичне застосування, тому отримана в процесі досліджень інформація має не лише теоретичне, але і практичне значення.

Дослідження режимів роботи здійснювалося з використанням базової схеми (рис. 3.1).

Модель квазі-*Z DC-DC* перетворювача, реалізована в пакеті розгалуження математичної системи *MATLAB R2014a* – *Simulink R2014a*, і зображена на рис. 3.3.

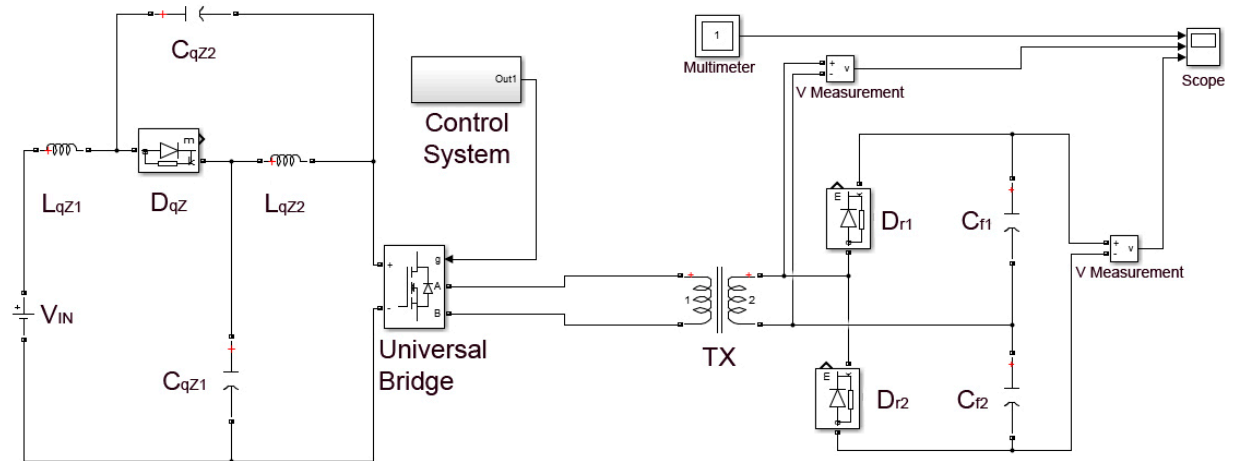


Рис.3.3. Модель квазі-Z DC-DC перетворювача

Модель на рис.3.3 побудована з використанням джерела постійної напруги V_{IN} - *DC Voltage Source*, до якого під'єднується повномостовий інвертор на *MOSFET* - *Universal Bridge*. Між джерелом та інвертором знаходиться пасивна *qZS*-ланка, що складається з одного діода DqZ , двох однакових індукторів ($LqZ1$ і $LqZ2$) і конденсаторів ($CqZ1$ і $CqZ2$). Керування транзисторами здійснюється за допомогою блоку керування *Control system*. В блоці керування задаються амплітуда імпульсів керування, їх період (0.02 сек.), ширина (%) та фазова затримка (сек.). Повномостовий інвертор під'єднаний до подвоювача напруги через лінійний трансформатор *TX* - *Linear Transformer* з коефіцієнтом трансформації 1:4.

Як номінальні (еталонні) параметри в моделі були використані наступні значення елементів: напруга джерела живлення $V_{IN}=15$ В; індуктивності $LqZ1=LqZ2=0.5$ мкГн, ємність $CqZ1=CqZ2=26.4$ мкФ; параметри подвоювача напруги $Cf1=Cf2=2.2$ мкФ [1].

Часові залежності напруг відображаються за допомогою блоку *Scope*. Дослідження виконувалися з використанням діаграм вхідного струму перетворювача *Input Current*, напруги вторинної обмотки трансформатора *TX* – *UT2* та напруги навантаження – *Load Voltage*.

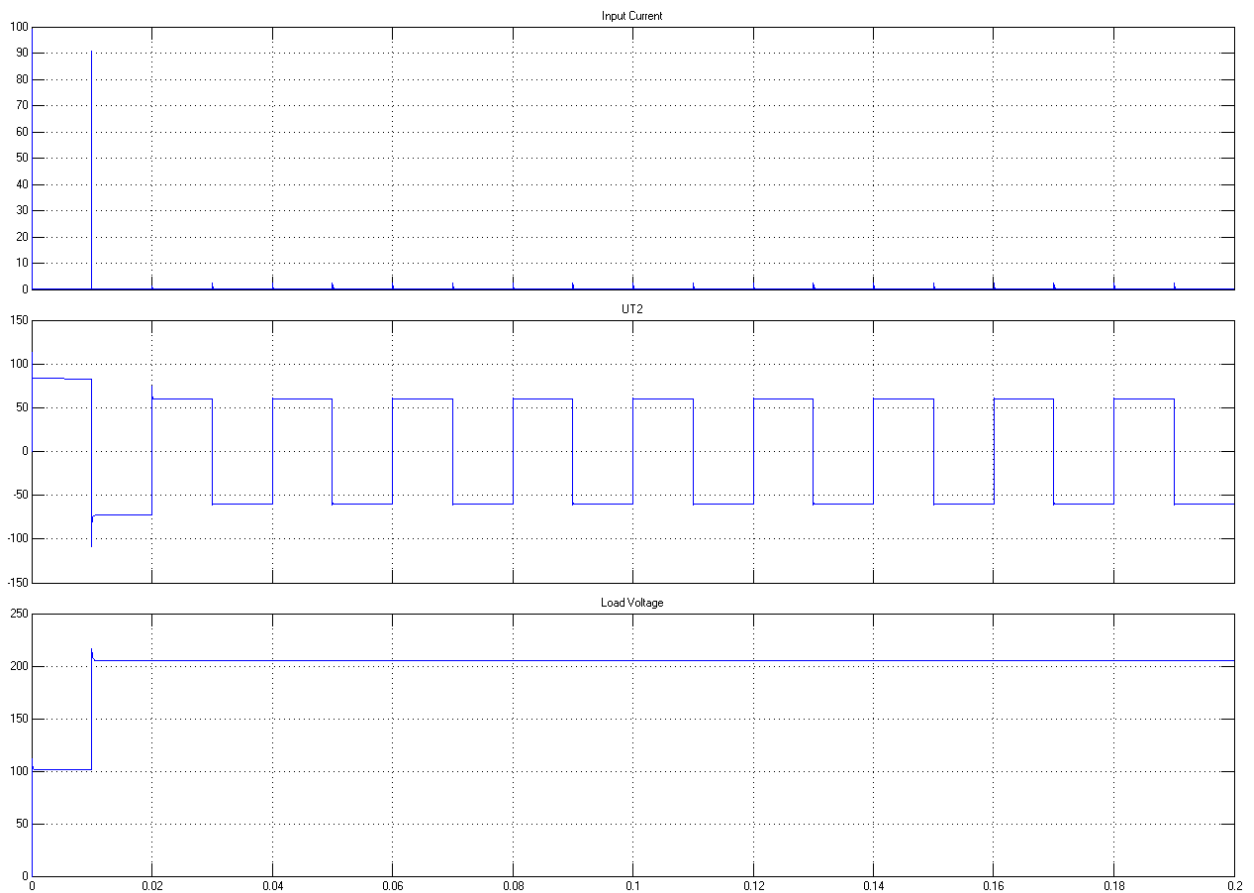


Рис. 3.4. Часові залежності напруг перетворювача при номінальних значеннях параметрів елементів

В подальшому, діаграми даних струму та напруг використовуються як джерела діагностичної інформації про стан перетворювача.

3.3. Діагностування аварійних станів

Для досліджуваної схеми в якості діагностичного показника обрано діаграми напруги вторинної обмотки трансформатора $TX - UT2$. Діаграма для справної роботи перетворювача наведена на рис. 3.5.а. При параметрах моделі $V_{IN}=15$ В; $L_{qz1}=L_{I22}=0,5$ мкГн, $C_{qz1}=C_{q22}=26,4$ мкФ; $C_{f1}=C_{f2}=2,2$ мкФ перехідний процес триває 0,02с.

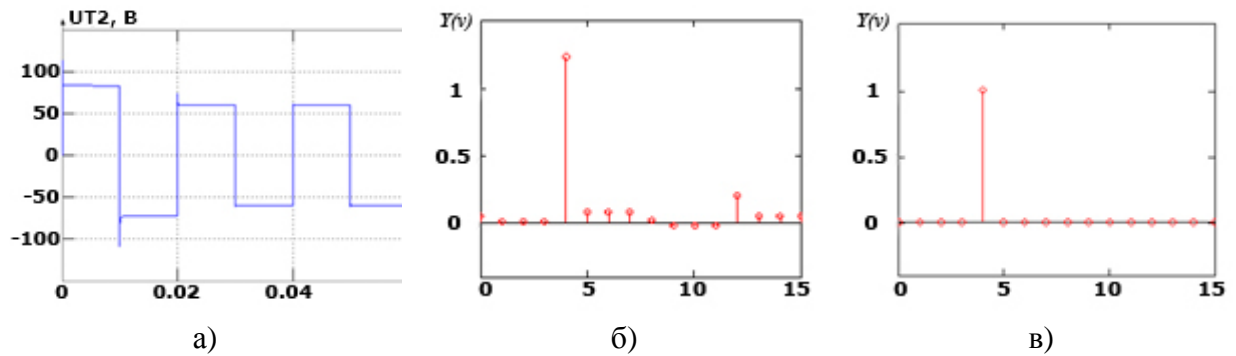


Рис.3.5. Часові діаграми напруги перетворювача при номінальних значеннях параметрів елементів (а) та її спектри в перехідному (б) та усталеному режимі (в)

В усталеному режимі форма напруги $UT2$ (рис. 3.5 в) подібна до функції Уолша $wal(a,t)$, тому для аналізу в спектральній області є доцільним застосовування саме цього перетворення. У випадку повного збігу базисної функції Уолша та діаграми, спектр буде містити тільки один відлік. Це дозволяє передбачити, що визначення аварійного стану шляхом співставлення відомого спектру нормального стану та поточного буде займати менше часу, ніж співставлення часових діаграм. Спектр Уолша обчислюється для нормованого по усталеному значенні на інтервалі двох періодів зміни напруги (0-0,04 с), що розбивається на $N=16$ відліків. Тоді дискретна часова функція оригінал для рис.3.5.а буде представлена як $y(x)=(1,58; 1,58; 1,54; 1,54; -1,96; -1,34; -1,34; -1,34; 1; 1; 1; 1; -1; -1; -1; -1)$.

Спектр Уолша $Y(v)$ розраховується по формулі:

$$Y(v) = \frac{1}{N} F_{wal} y(x), \quad (3.4)$$

де $F_{wal} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}^{[4]}$ - базисні функції Уолша в 4 ступені

кронекеровського добутку [68].

В розгорненому стані дані функції виглядають наступним чином:

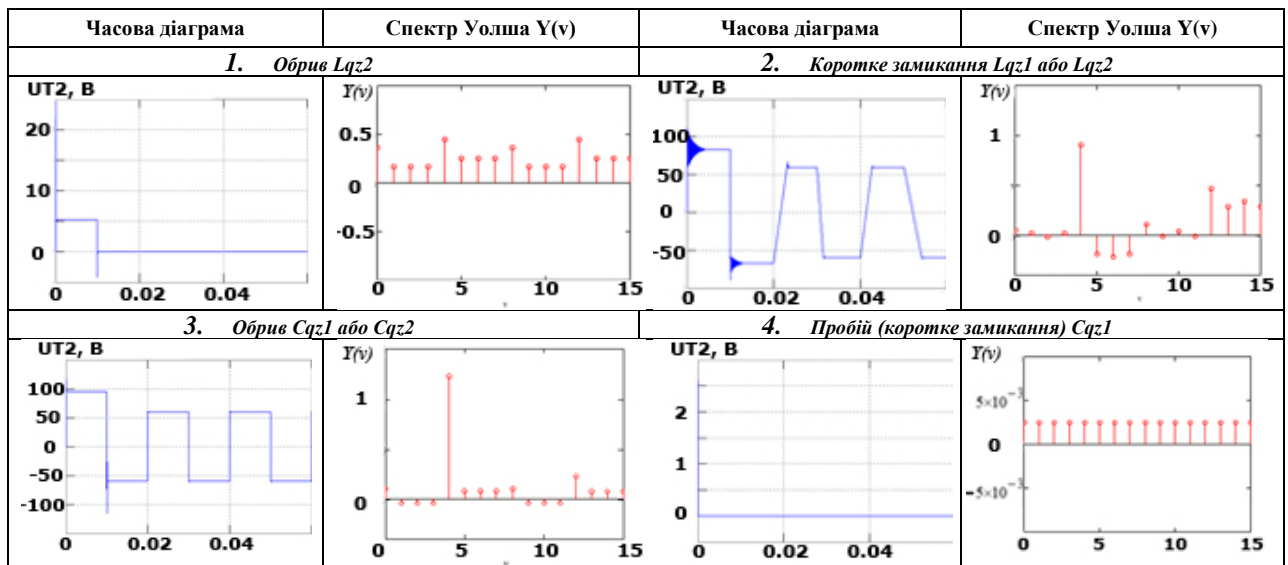
$$F_{wal} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Даний спектр містить 16 різних за величиною значень (рис. 3.5.б). Спектр Уолша для усталеного режиму (рис. 3.5.в), знайдений аналогічним чином містить лише одне ненульове значення.

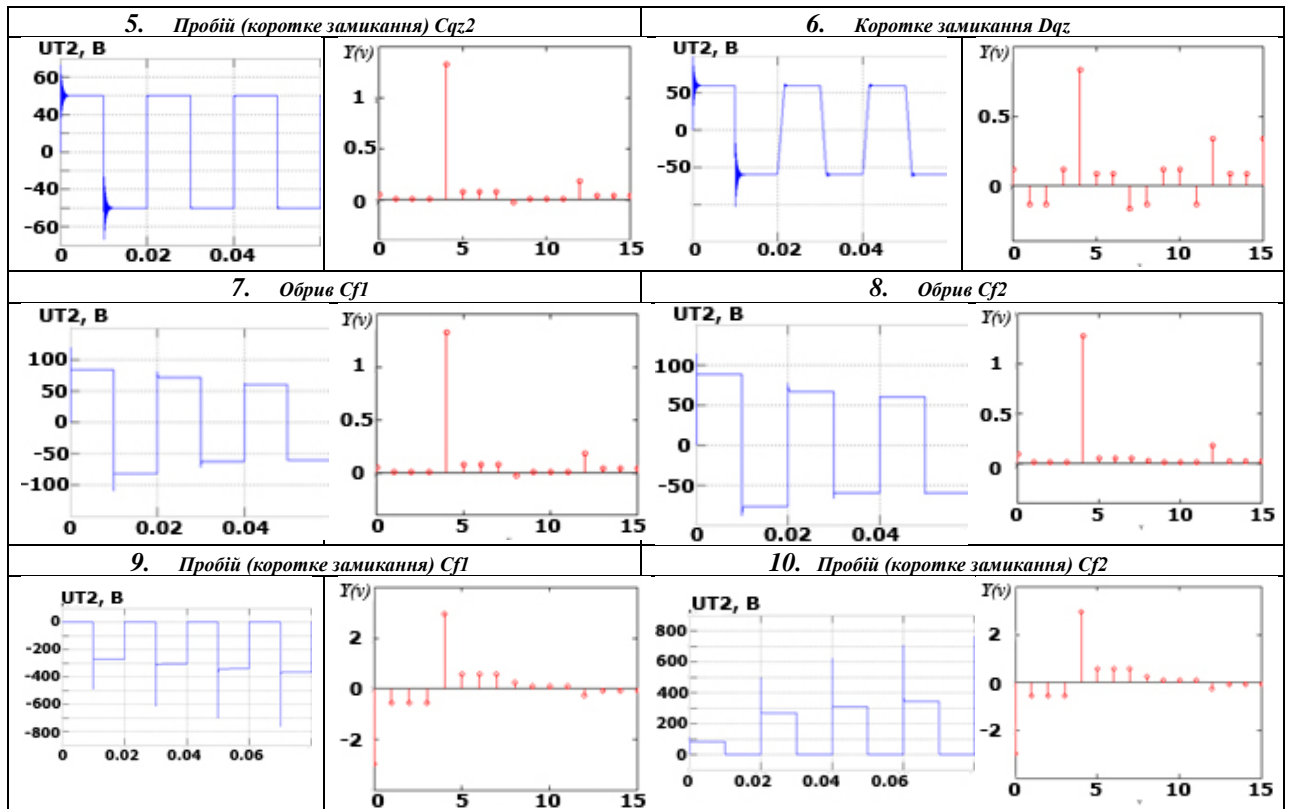
У табл. 3.2 наведено часові діаграми напруги вторинної обмотки трансформатора ТХ для різних аварійних станів – коротких замикань чи обривів елементів, та спектри Уолша для даних діаграм [2].

Таблиця 3.2

Часові діаграми перетворювача та їх спектри при різних умовах



Продовження табл. 3.2



Ідентифікація стану перетворювача здійснюється на основі розрахунку міри близькості спектру Уолша поточної часової діаграми та спектру Уолша діаграми справного стану за двома критеріями:

- евклідової відстані

$$D(Y_i, Y) = \sum_{v=0}^{N-1} \sqrt{(Y_{i_v} - Y_v)^2}; \quad (3.5)$$

- середньоквадратичної помилки

$$E(Y_i, Y) = \frac{1}{N} \sum_{v=0}^{N-1} (Y_{i_v} - Y_v)^2; \quad (3.6)$$

де Y_{i_v} , Y_v – поточний спектр та спектр для справного стану; v – номер дискретного відліку; N – загальна кількість відліків.

Для ідентифікації поточного стану перетворювача в часовій області, в формулах (3.5) та (3.6) замість спектрів Y_{i_v} , Y_v використовуються функції часу u_{i_v} , u_v .

В табл.3.3 наведено міри близькості для всіх несправностей, отриманих при моделюванні перетворювача.

Таблиця 3.3

Міри близькості

Стан	с п р а в н и й	Тип несправності (згідно табл. 3.2)									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Евклідова відстань в часовій області	0	4,814	3,126	0,571	5,032	0,891	2,674	0,481	0,452	14,955	9,901
Евклідова відстань в спектральній області	0	1,203	0,781	0,143	1,258	0,223	0,669	0,12	0,113	3,739	2,475
Середньоквадратична помилка в часовій області	0	1,448	0,611	0,02	1,582	0,05	0,447	0,014	0,013	13,978	6,126
Середньоквадратична помилка в спектральній області	0	0,091	0,038	0,0013	0,099	0,003	0,028	0,001	0,0008	0,874	0,383

Для надання рекомендації щодо застосування одного з критеріїв розрахунку мір близькості аналіз даних табл.3.3 здійснюється за двома показниками – діапазоном значень мір близькості та мінімальною відносною різницею цих мір для кожного з типів несправностей. Чим більші ці показники, тим точніше можна ідентифікувати поточну несправність.

Виходячи з аналізу результатів табл.3.3, значення міри близькості є максимальними для випадку 9, а мінімальними для випадку 8. Найбільш схожими за коефіцієнтами є випадки 7 та 8

Діапазони мір близькості (відношення максимального значення до мінімального) є приблизно рівними для часової та спектральної областей.

Для евклідової відстані невелику перевагу мають розрахунки в часовій області (з табл.3.3 відношення коефіцієнтів у колонках 8 та 9 складає $14,95/0,452=33,14$) перед спектральною ($3,739/0,113=33,08$). Для

середньоквадратичної помилки ситуація є протилежною (відповідні відношення $13,978/0,013=1075$ та $0,874/0,0008= 1092$).

Для схожих випадків діагностики 7 та 8 відносна різниця мір близькості обчислюється як

$$\delta = \frac{|M_8 - M_7|}{M_8}, \quad (3.7)$$

де M_7 та M_8 - міри близькості для несправностей 7 та 8 відповідно, розраховані за різними критеріями.

Для евклідової відстані дана величина дорівнює 0,064 в часовій області та 0,619 в спектральній. Для середньоквадратичної помилки – відповідно, 0,077 в часовій та 0,0153 в спектральній областях.

Дані результати свідчать про те, що для випадку схожих несправностей, найбільш доцільним буде розрізняти їх у спектральній області з використанням критерію евклідової відстані, оскільки порівняно з випадком аналізу в часовій області, відносна різниця є в $0,619/0,064 = 9,6$ разів більшою.

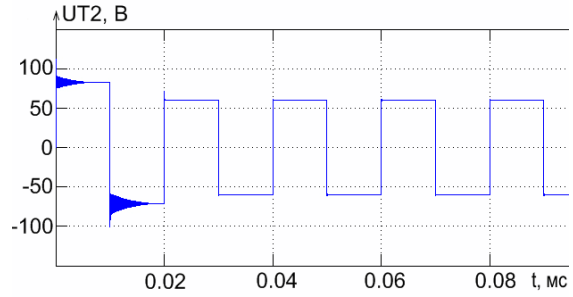
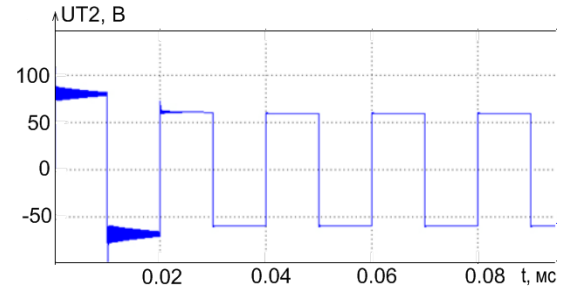
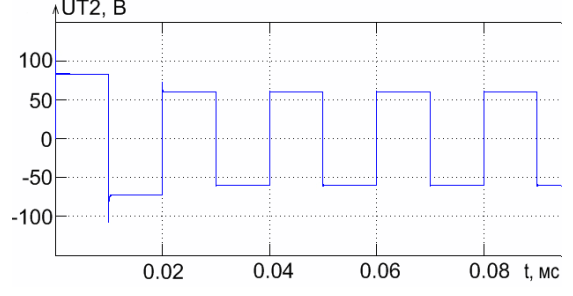
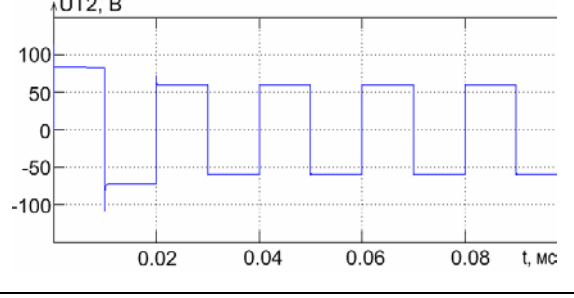
3.4. Діагностування передаварійних станів

В табл.3.4 - 3.6 наведено обчислені за діаграмами середні значення випрямленої напруги навантаження U_d в усталеному режимі та час перехідного процесу t_{nn} при різних параметрах індуктивності L_{qz} (табл.3.4), ємності C_f (табл.3.5) та опору R_{on} транзисторів (табл.3.6).

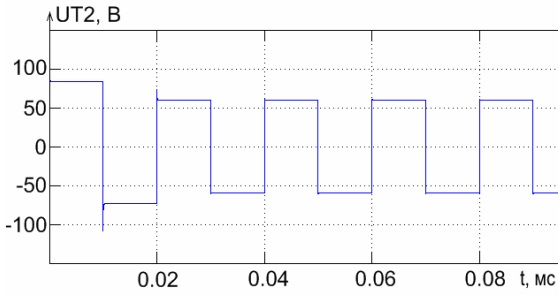
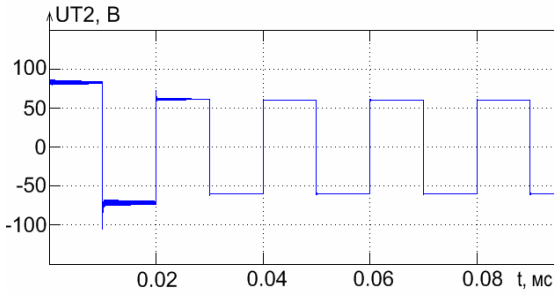
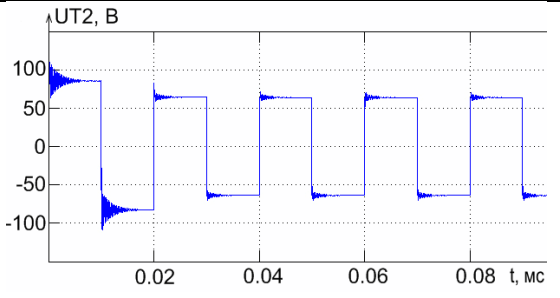
Часові діаграми напруги вторинної обмотки трансформатора ТХ при різних номіналах індуктивності L_{qz1} чи L_{qz2} наведено в табл.3.4.

Таблиця 3.4

Результати моделювання при зміні індуктивності L_{qz1} або L_{qz2}

Відхилення параметрів (в % від ном.)	Часова діаграми напруги вторинної обмотки трансформатора UT2	Середнє значення випрямленої напруги навантаження в усталеному режимі U_d , В	Час перехідного процесу $t_{пт}$, мс
-75		196,9	17
-50		191,7	24
-10		204,7	10,5
0		205,4	10,5

Продовження табл. 3.4

+10		205,4	13,5
+50		200,8	30,15
+75		200,3	30,17

Таблиця 3.5

Результати моделювання при зміні ємності $Cf1$ ($Cf2$)

Відхилення C_f (в % від ном.)	-75	-50	-10	0	+10	+50	+75
U_d , В	198,6	197,9	204,7	205,4	205,9	206,9	207
t_{III} , мс	11,3	10,35	10,3	10,5	10,4	10,3	10,3

Таблиця 3.6

Результати моделювання при зміні опору R_{on}

Відхилення R_{on} (в % від ном.)	-75	-50	-10	0	+10	+50	+75
U_d , В	214,5	211,4	206,6	205,4	204,2	199,8	197
t_{III} , мс	10,3	10,3	10,3	10,5	10,4	10,4	10,4

Аналіз результатів. На рис.3.6 наведено криві зміни напруги U_d і часу t_{III} при зміні параметрів перетворювача $Lqz1$ ($Lqz2$), $Cf1$ ($Cf2$), R_{on} згідно табл.3.4-3.6 й відмічені точки, що відповідають межі безаварійної роботи (в

даному випадку прийнято $\pm 10\%$ від номінального значення). Як видно з рис.3.6 ці два параметра однозначно характеризують тип несправності.

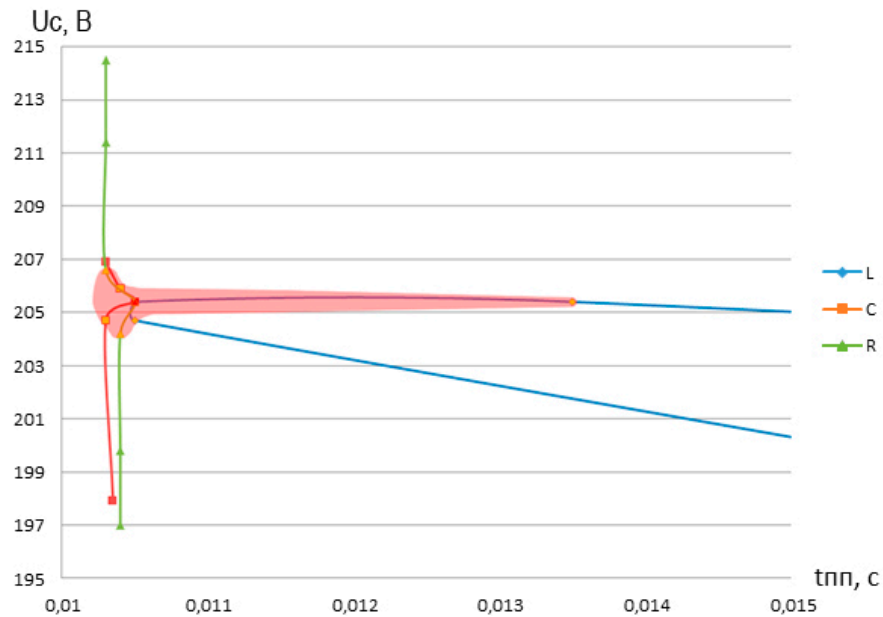


Рис.3.6. Зміна напруги U_d та часу t_{III} при зміні параметрів перетворювача (Заштрихована зона відповідає області безаварійної роботи при одночасній зміні параметрів на $\pm 10\%$)

В табл.3.7 наведено графіки залежності середнього значення випрямленої напруги та часу перехідного процесу від значення параметрів L_{qz1} (L_{qz2}), C_{f1} (C_{f2}), R_{on} .

Припустимо, що одночасно змінюється лише один з трьох параметрів схеми перетворювача. Тоді за результатами моделювання та за виміряними значеннями напруги U_d і часу t_{III} можна знайти поточне значення цього параметра та визначити, чи наближається він до заданої допустимої межі.

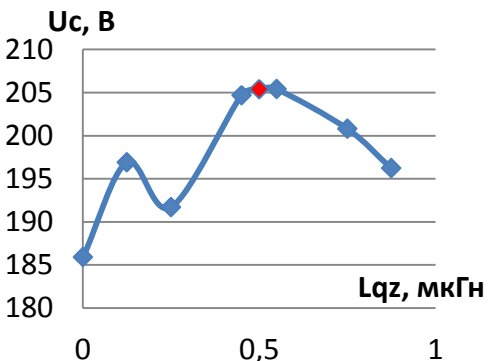
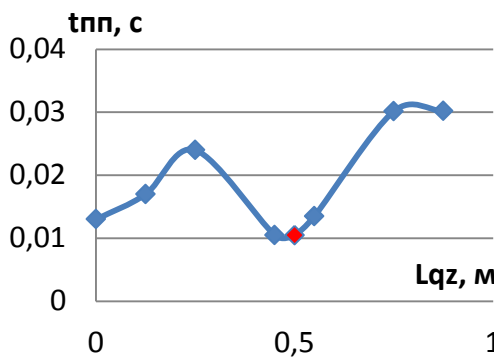
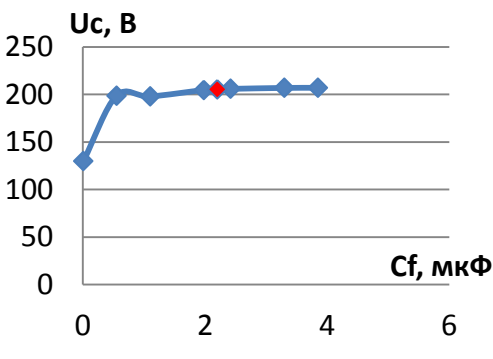
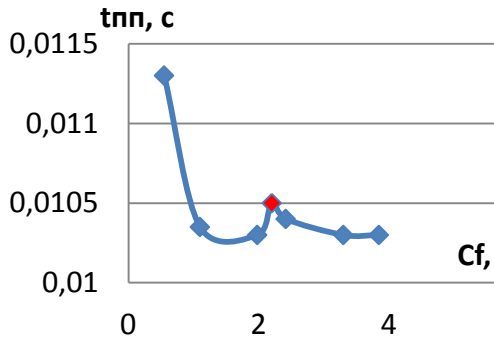
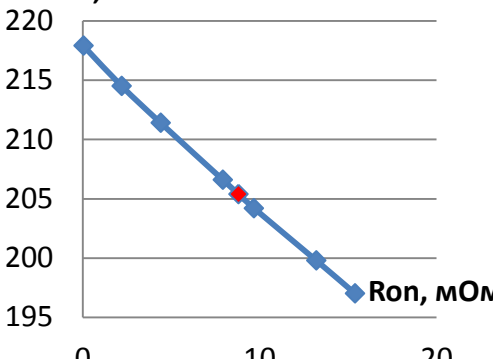
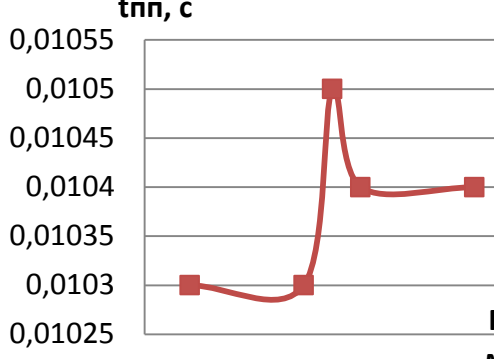
Наприклад, при зміні лише індуктивності, результати вимірювання наступні: $U_d=200\text{В}$, $t_{III}=30\text{ мс}$. За графіками табл.3.7 (перший рядок) визначається значення $L_{qz}=0,8\text{ мкГн}$. Якщо допустима межа відхилення становить 10% від номінального значення, тобто критичне значення індуктивності є рівним $L_{qz}=0,55\text{ мкГн}$, то обчислене значення $0,8\text{ мкГн}$ вказує на несправність дроселя.

Слід зазначити, що вимірювання одного показника (напруги U_d або часу t_{III}) є недостатнім. В наведеному прикладі, виміряному значенню

$U_d=200$ В відповідають дві точки на графіку табл. 3.7 (перший рядок) – $Lqz=0,4$ мкГн та $Lqz=0,8$ мкГн, і тільки значення показника $t_{III}=30$ мс дозволяє однозначно визначити, що $Lqz=0,8$ мкГн.

Таблиця 3.7

Результати моделювання

Пара-метр	Середнє значення випрямленої напруги навантаження в усталеному режимі	Час перехідного процесу
Lqz		
Cf		
R_{on}		

Більш складним випадком є одночасна зміна декількох параметрів, наприклад, $Lqz1$ ($Lqz2$), $Cf1$ ($Cf2$), R_{on} в межах $\pm 10\%$.

Для опису функції трьох змінних доцільне застосування метода Брандона [14], що заснований на обробці експериментальних даних. Згідно алгоритму Брандона функція кількох змінних визначається як:

$$\hat{y}(x_1, x_2, \dots, x_n) = b_0 \prod_{i=1}^n f_i(x_i), \quad (3.8)$$

$$b_0 = \frac{1}{N} \sum_u^N y_{nu}, \quad (3.9)$$

де $f_i(x_i)$ – емпіричні функції регресії, N – об'єм вибірки.

Значення b_0 розраховується як середнє значення напруги U_d в діапазоні $\pm 10\%$ зміни кожного параметра (див. табл.3.8):

$$b_0 = \frac{1}{27} \sum_{j=1}^{27} y_j = 205,11.$$

В табл.3.8 введено наступні позначення: x_1 – опір R_{on} *MOSFET*, x_2 – ємність Cfl , x_3 – індуктивність $Lqz1$.

Таблиця 3.8

Експериментальні значення U_d (В) при різних сполученнях параметрів

x_3 x_2 x_1	0,45 мкГн			0,5 мкГн			0,55 мкГн		
	1,98	2,2	2,42	1,98	2,2	2,42	1,98	2,2	2,42
	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ
7,92 мОм	205	206	206,4	205,9	206,56	207	205,9	206,75	207
8,8 мОм	204,1	204,75	205,2	204,8	205,4	205,8	204,8	205,4	205,8
9,68 мОм	203,1	203,57	204	203,7	204,24	204,6	203,7	204,26	204,65

Експериментальні дані показують, що залежності U_d від значення параметрів x_1 - x_3 , на ділянці $\pm 10\%$ є лінійними та можуть бути описані рівнянням типу:

$$U_d(x_i) = ax_i + b. \quad (3.10)$$

Використовуючи метод найменших квадратів, знаходяться коефіцієнти a і b для кожного з параметрів [69]. Для цього складаються рівняння:

$$\begin{cases} an + b \sum x_i = \sum f(x_i); \\ a \sum x_i + b \sum x_i^2 = \sum x_i \cdot f(x_i), \end{cases}$$

де n – кількість експериментальних пар $f(x_i)$ та x_i .

Для опору R_{on} система рівнянь має наступний вигляд:

$$\begin{cases} 3a + 26.4b = 3; \\ 26.4a + 233.87b = 26.43. \end{cases}$$

Звідси коефіцієнт $a = -0,00625$ та $b = 1,056$. Максимальна похибка дорівнює 0,0005%.

Для ємності C_{f1} :

$$\begin{cases} 3a + 6.6b = 3; \\ 6.6a + 14.62b = 6.61. \end{cases}$$

Звідси коефіцієнт $a = 0,0114$ та $b = 0,976$. Похибка в межах досліджуваних даних не була встановлена.

Для індуктивності L_{qz1} :

$$\begin{cases} 3a + 1.5b = 3; \\ 1.5a + 0.76b = 1.5. \end{cases}$$

Звідси коефіцієнт $a = 0,03$ та $b = 0,985$. Максимальна похибка дорівнює 0,0005%.

Відповідно до методу Брандона, залежність вихідної напруги від таких параметрів як опір R_{on} , індуктивність L_{qz1} та ємність C_{f1} , математично записується наступним чином:

$$U_d = 205,11 \cdot (1,056 - 0,00625 R_{on}) \cdot (0,0114 C_{f1} + 0,976) \cdot (0,03 L_{qz1} + 0,985). \quad (3.11)$$

Максимальна похибка визначення U_d становить 0,35%.

За формулою (3.11) можна розрахувати вихідну напругу DC-DC перетворювача без залучення програм моделювання [3].

Визначення аналогічної залежності для часу перехідного процесу є значно складнішою задачею внаслідок його нелінійної залежності від параметрів елементів схеми.

В табл. 3.9 наведено експериментальні значення часу перехідного

процесу.

Таблиця 3.9

Експериментальні значення t_{III} (мс) при різних сполученнях параметрів

$\begin{matrix} x_3 \\ x_2 \\ x_1 \end{matrix}$	0,45 мкГн			0,5 мкГн			0,55 мкГн		
	1,98	2,2	2,42	1,98	2,2	2,42	1,98	2,2	2,42
	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ
7,92 мОм	17,7	15,1	13,4	10,3	10,2	17,5	10,3	10,3	19,1
8,8 мОм	11,1	10,5	10,4	13,9	10,5	10,5	15,9	13,4	11,5
9,68 мОм	10,4	10,3	10,3	10,4	10,4	10,3	10,5	10,4	10,4

Середнє значення часу перехідного процесу t_{III} в діапазоні $\pm 10\%$ зміни кожного параметра (див. табл.3.9):

$$b_0 = \frac{1}{27} \sum_{j=1}^{27} y_j = 12,04.$$

Експериментальні дані показують, що на ділянці $\pm 10\%$ залежність часу перехідного процесу t_{III} від значення параметру x_1 є лінійною та описується формулою (3.10), а для параметра x_2 та x_3 - параболічною. Параболічні залежності можуть бути описані рівнянням типу:

$$U_d(x_i) = ax_i^2 + bx_i + c \quad (3.12)$$

Для параметра x_1 виконавши розрахунки по методу найменших квадратів отримуємо $a=-0,1607$ та $b=2,4189$. Максимальна похибка дорівнює 0,59%.

Застосування методу найменших квадратів для параболічних залежностей є занадто трудомістким, тому коефіцієнти a , b та c знаходяться за допомогою програми *Advanced Grapher*.

Для параметра x_2 $a=2,0789$, $b=-9,086$ та $c=10,8649$, а для параметра x_3 $a=24,1113$, $b=-23,8702$ та $c=6,8717$. Похибки в межах досліджуваних даних не були встановлені.

За методом Брандона, залежність часу перехідного процесу від опору R_{on} , індуктивності $Lqz1$ та ємності $Cf1$, математично записується наступним чином:

$$t_{III} = 12,037 \cdot (2,4189 - 0,1607R_{on}) \cdot (2,0789Cf1^2 - 9,086Cf1 + 10,8649) \cdot (24,1113Lqz1^2 - 23,8702Lqz1 + 6,8717). \quad (3.13)$$

Сумарна максимальна похибка визначення U_d становить 42,3%, що є недопустимим. Така велика похибка пояснюється тим, що значення t_{III} має великий початковий розкид.

Для забезпечення більшої точності було обрано інший параметр, що має набагато чіткішу закономірність розподілу експериментальних даних - амплітудне значення вхідного струму I_{INa} .

Експериментальні значення амплітуди вхідного струму наведено в табл. 3.10.

Таблиця 3.10

Експериментальні значення I_{INa} (А) при різних сполученнях параметрів

x_3 x_2 x_1	0,45 мкГн			0,5 мкГн			0,55 мкГн		
	1,98	2,2	2,42	1,98	2,2	2,42	1,98	2,2	2,42
	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ	мкФ
7,92 мОм	2,572	2,571	2,569	2,617	2,616	2,614	2,658	2,657	2,656
8,8 мОм	2,573	2,572	2,57	2,618	2,617	2,615	2,666	2,658	2,657
9,68 мОм	2,574	2,573	2,571	2,619	2,618	2,616	2,664	2,659	2,658

Середнє значення амплітуди вхідного струму I_{INa} в діапазоні $\pm 10\%$ зміни кожного параметра (див. табл. 3.10):

$$b_0 = \frac{1}{27} \sum_{j=1}^{27} y_j = 2,6158.$$

Експериментальні дані показують, що на ділянці $\pm 10\%$ залежності амплітуди вхідного струму I_{INa} від значення параметрів x_1 - x_3 є степеневими і можуть бути описані рівнянням типу:

$$U_d(x_i) = ax_i^b. \quad (3.14)$$

Коефіцієнти a та b знаходяться за допомогою програми *Advanced Grapher*.

Для опору R_{on} : $a=0,99$ та $b=0,0046$. Максимальна похибка дорівнює 0,012%.

Для ємності $Cf1$: $a = 1,0058$ та $b=-0,0074$. Максимальна похибка дорівнює 0,004%.

Для індуктивності $Lqz1$: $a = 1,1231$ та $b=0,1668$. Максимальна похибка дорівнює 0,016%.

За методом Брандона, залежність часу перехідного процесу від опору R_{on} , індуктивності $Lqz1$ та ємності $Cf1$, математично записується наступним чином:

$$I_{INa} = 2,6158 \cdot (0,99R_{on}^{0,0046}) \cdot (1,0058Cf1^{-0,0074}) \cdot (1,1231Lqz1^{0,1668}) \quad (3.15)$$

Сумарна максимальна похибка визначення I_{INa} становить 0,63%.

За формулою (3.15) можна розрахувати амплітуду вхідного струму DC-DC перетворювача без залучення програм моделювання.

Загальна похибка визначення області безаварійної роботи за формулами (3.11) та (3.15) становить 0,98%.

На площині U_d і I_{ina} (рис.3.7) обчислені значення визначають область безаварійної роботи при одночасній зміні параметрів на $\pm 10\%$.

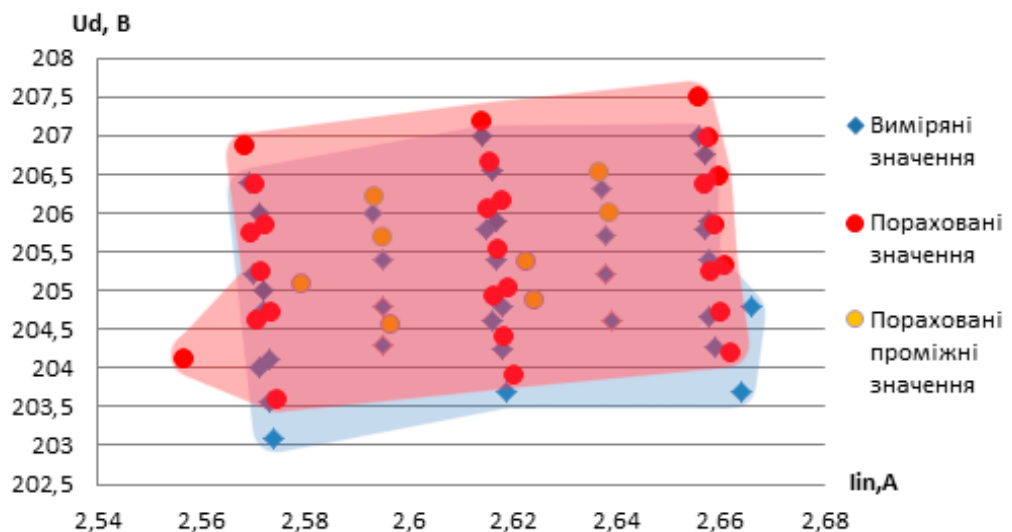


Рис.3.7. Область безаварійної роботи

Для проміжних точок, параметри яких не були використані як дані для складання формул (3.11) та (3.15), точність залишається такою ж як і для точок на яких базуються дані формули, що свідчить про правильність розрахунків.

3.5. Прогнозування аварійних станів

Відповідно до п.5.2 діючого ГОСТу 13109-97 про якість електроенергії для відхилення напруги від усталеного значення встановлено наступні норми - нормально допустимі та гранично допустимі значення усталеного відхилення від номінальної напруги U_n на виводах приймачів електричної енергії, які дорівнюють відповідно $\pm 5\%$ і $\pm 10\%$ від номінальної напруги електричної мережі по ГОСТ 721 і ГОСТ 21128.

Отже, ГОСТ вводить нормально допустимі (5% від номіналу) та гранично допустимі (10% від номіналу) відхилення.

Для прогнозування несправного стану перетворювача в якості діагностичного параметра обрано середнє значення випрямленої напруги навантаження U_d . Тоді верхня та нижня межі допусків δ_v і δ_n за ГОСТом 13109-97 дорівнюють номінальному значенню $U_d \pm 5\%$, тобто 215,67 та 195,13 В відповідно.

Побудова графіків здійснювалась з припущенням, що номінал досліджуваного елемента змінюються рівномірно з плином часу – на 12.5% за 5 годин.

На рис.3.8.а зображено знаходження тривалості t_p працездатності об'єкта по графіку зміни параметра діагностики U_d від часу при лінійній апроксимації, рис.3.8.б – при апроксимації параболічною функцією.

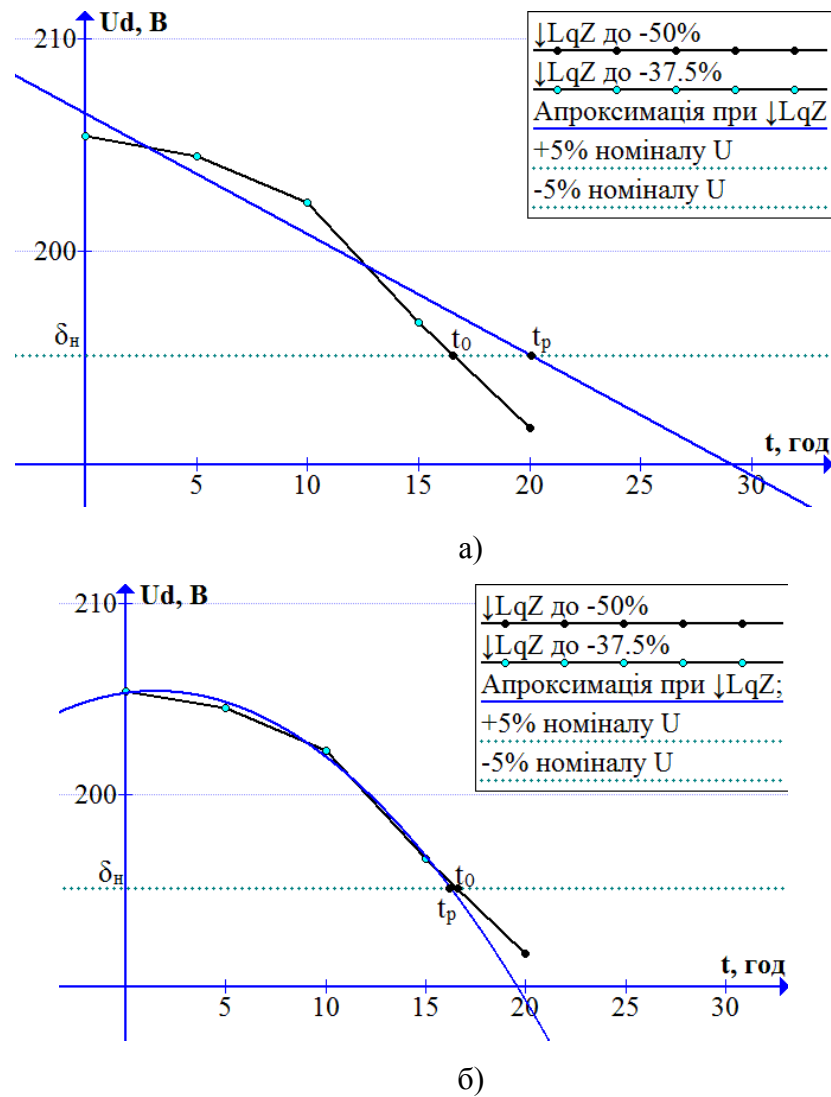


Рис.3.8. Залежність значення вихідної напруги U_d від часу t при зменшенні номіналу L_{qZ} для випадку лінійної апроксимації (а) та апроксимації параболічною функцією (б)

Як видно з рис.3.8.а, прогнозований час працездатності об'єкта t_p та реальний час працездатності t_0 відрізняються на 3,45 год., тобто відносна похибка даного прогнозу, що визначається як $(t_p - t_0)/t_0$ становить 20,85%.

Для рис.3.8.б, прогнозований час t_p та t_0 відрізняються на 0,31 год., відносна похибка прогнозу становить 1,87%.

Для характеристики того, наскільки отримані спостереження підтверджують модель визначимо коефіцієнт детермінації R^2 — статистичний показник, що використовується в статистичних моделях як міра залежності варіації залежної змінної від варіації незалежних змінних

Коефіцієнт детермінації R^2 розраховується за наступною формулою:

$$R^2 = 1 - \frac{SS_{res}}{SS_{tot}},$$

де SS_{res} - сума квадратів лишків регресії, SS_{tot} - загальна сума квадратів.

Суми квадратів розраховуються за наступними формулами:

$$SS_{res} = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2,$$

$$SS_{tot} = \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2,$$

де y_i, \hat{y}_i – фактичне та розрахункове значення досліджуваної змінної U_d , \bar{y} - середнє арифметичне значення досліджуваної функції.

Для випадку на рис. 3.8.б:

$$\bar{y} = \frac{205,4 + 204,5 + 202,3 + 196,7}{4} = 202,225;$$

$$SS_{res} = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2 = (205,4 - 205,295)^2 + (204,5 - 204,815)^2 + (202,3 - 201,985)^2 + (196,7 - 196,805)^2 = 0,011 + 0,099 + 0,099 + 0,011 = 0,221;$$

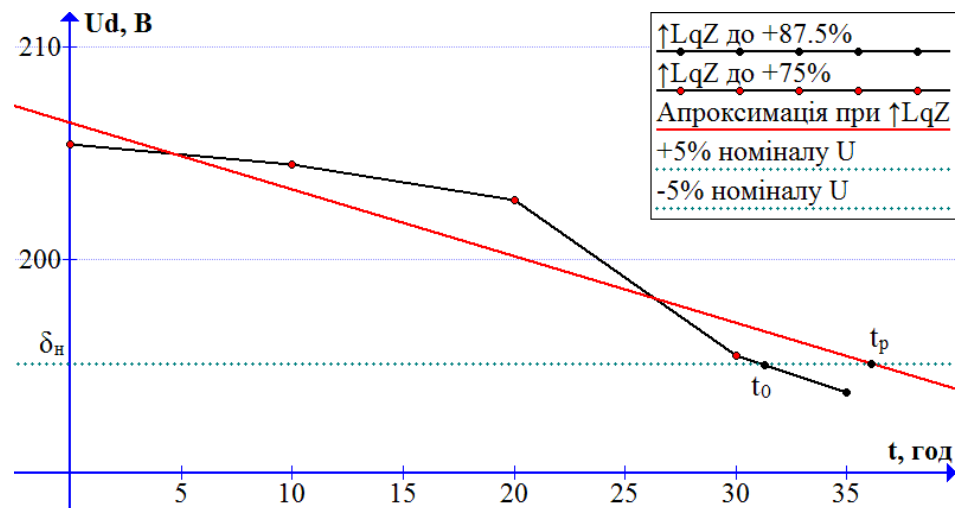
$$SS_{tot} = \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 = (205,4 - 202,225)^2 + (204,5 - 202,225)^2 + (202,3 - 202,225)^2 + (196,7 - 202,225)^2 = 10,081 + 5,176 + 0,006 + 30,526 = 45,788;$$

$$R^2 = 1 - \frac{SS_{res}}{SS_{tot}} = 1 - \frac{0,221}{45,788} = 0,9952.$$

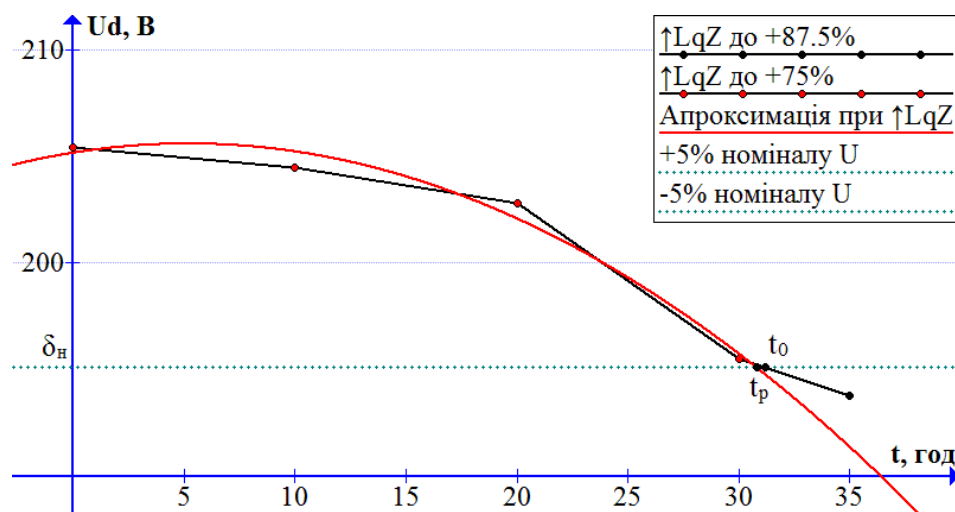
В даному випадку значення коефіцієнта детермінації дорівнює 0,9952 і свідчить про те, що апроксимація майже повністю відповідає апроксимованим даним. Для прикладу, моделі з коефіцієнтом детермінації вище 80% вже можна визнати досить точними (коефіцієнт кореляції перевищує 90%), а значення коефіцієнта детермінації 1 свідчить про повну функціональну залежність між змінними.

На рис. 3.9.а наведено залежність вихідної напруги U_d від часу t при збільшенні номіналу L_{qZ} при лінійній апроксимації, 3.9.б – при апроксимації параболічною функцією.

Як видно з рис. 3.9.а, різниця між прогнозованим та реальним часом працездатності становить 5.6 год., похибка прогнозу становить 18,06%, що є неприпустимим.



а)



б)

Рис.3.9. Залежність значення вихідної напруги U_d від часу t при збільшенні номіналу L_{qZ}

Для рис.3.9.б різниця між прогнозованим та реальним часом працездатності становить 0,34 год, відносна похибка дорівнює 1,1%.

Коефіцієнт детермінації $R^2=0,981$. Таким чином показана перевага апроксимації параболічною функцією перед лінійною.

На рис.3.10 наведено залежність напруги U_d від часу t при зменшенні номіналу C_f . Похибка прогнозу становить 1.2 год., тобто 3.18%.

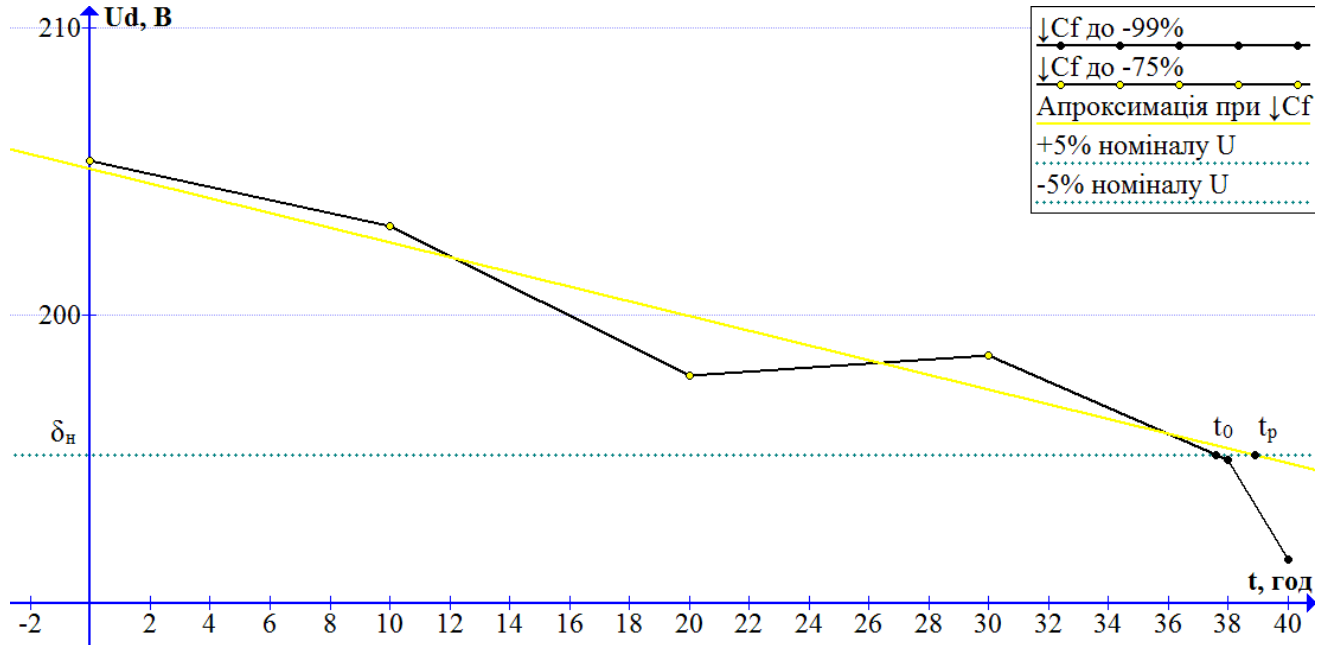


Рис.3.10. Залежність значення вихідної напруги U_d від часу t при зменшенні номіналу C_f

Для випадку збільшення ємності C_f на 200% (рис.3.11) час виходу напруги U_d за допустимі межі встановлено не було.

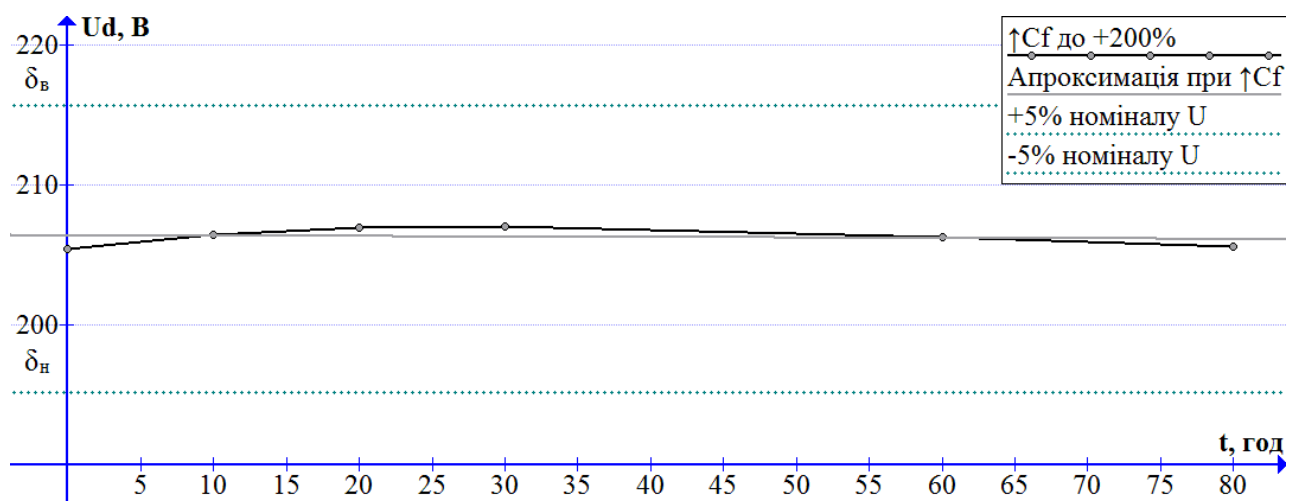


Рис.3.11. Залежність значення вихідної напруги U_d від часу t при збільшенні номіналу C_f на 200%

Напруга U_d виходить за допустимі межі при подальшому збільшенні ємності C_f на 1100% (рис.3.12). Похибка прогнозу становить 1 год., тобто 0,25%.

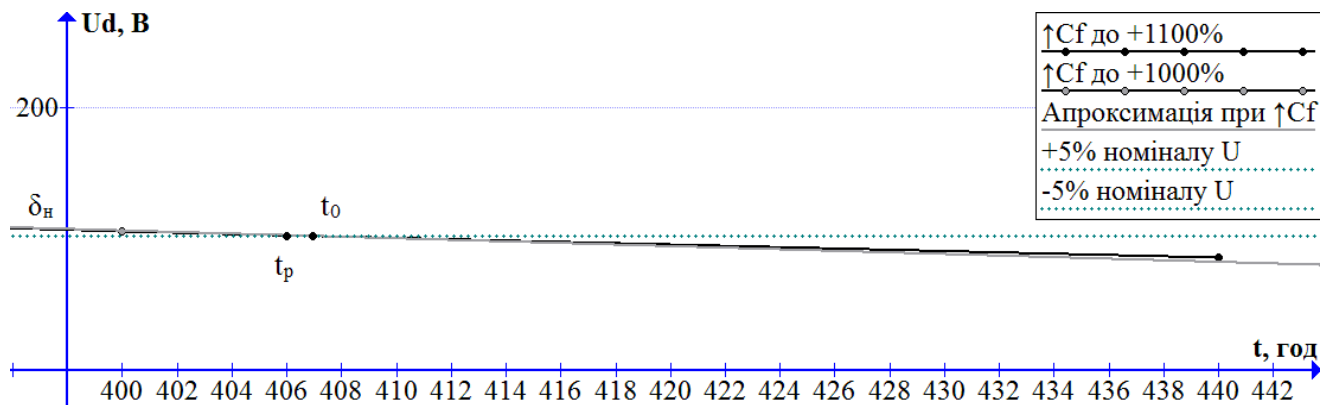


Рис.3.12. Залежність значення вихідної напруги U_d від часу t при збільшенні номіналу C_f на 1100%

На рис.3.13 зображено залежність напруги U_d від часу t при зменшенні опору R_{on} . Абсолютна похибка прогнозу становить 0.5 год., а відносна похибка 1,49%.

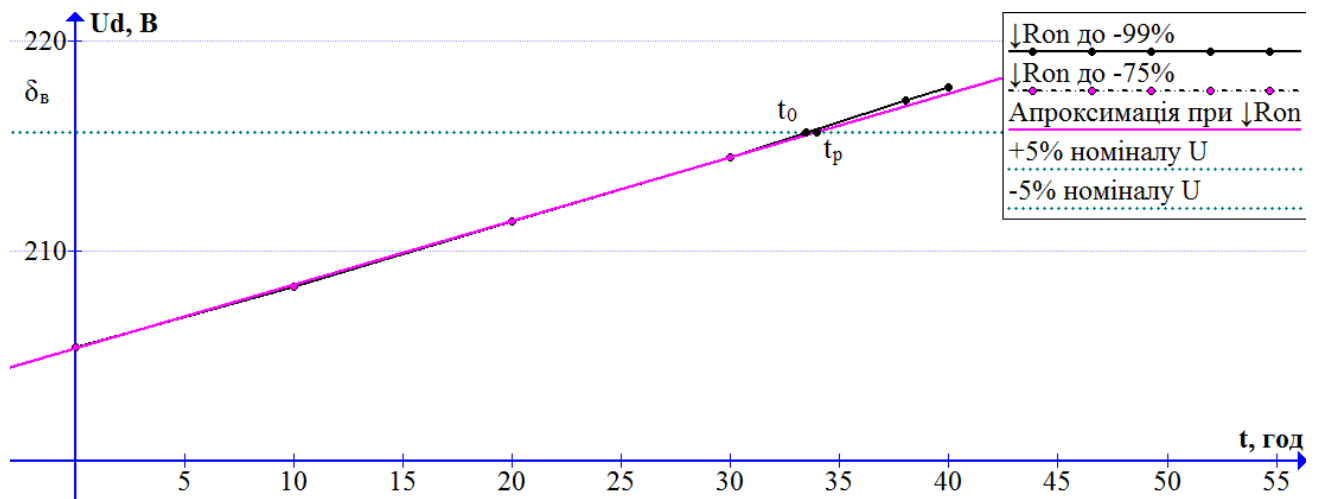


Рис.3.13. Залежність значення вихідної напруги U_d від часу t при зменшенні опору R_{on}

На рис.3.14 зображено залежність напруги U_d від часу t при збільшенні опору R_{on} .

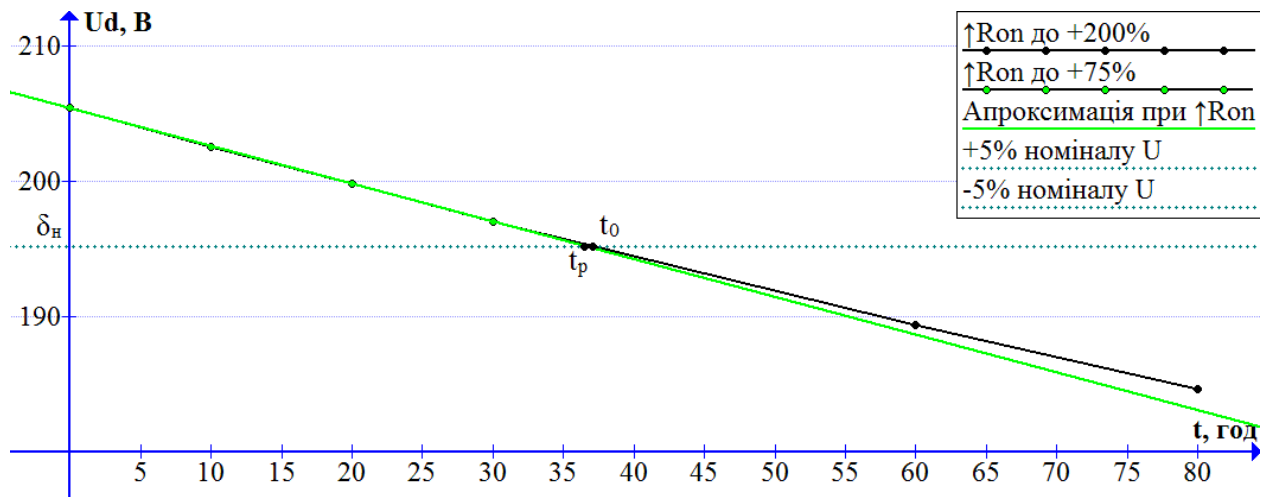


Рис.3.14. Залежність значення вихідної напруги U_d від часу t при збільшенні опору

R_{on}

Абсолютна похибка прогнозу становить 0,7 год., а відносна похибка 1,87%.

Висновки до третього розділу

1. За спектром Уолша легко визначити наявність аварійних станів – спектр нормальної роботи має єдиний ненульовий відлік спектру Уолша. Поява інших ненульових складових спектру характеризує несправність чи зміну параметрів схеми.

2. Визначення типу аварійного стану доцільно проводити за значенням евклідової відстані між діаграмами нормальної роботи та діаграмами поточного стану перетворювача, у спектральній області, оскільки порівняно з випадком аналізу в часовій області відносна різниця є в 9,6 разів більшою.

3. При діагностуванні передаварійних станів, припущення, що одночасно змінюється лише один з параметрів схеми, дозволяє за значеннями двох діагностичних показників - середнього значення випрямленої напруги навантаження в усталеному режимі та часу перехідного процесу, визначити поточне відхилення параметру від номінального значення.

4. Для випадку одночасної зміни декількох параметрів, в якості діагностичних показників доцільно використовувати середнє значення випрямленої напруги навантаження та амплітудне значення вхідного струму.

За допомогою опису двох вище зазначених показників методом Брандона формується область безаварійної роботи, вихід за межі якої свідчить про появу несправності.

5. При прогнозуванні важливе значення має вибір функції апроксимації зміни діагностичного параметру від часу при зміні параметрів перетворювача. Так, функція апроксимації зміни діагностичного параметру від часу при зміні LqZ є нелінійною, тому для прогнозування часу безаварійної роботи доцільно використовувати апроксимацію параболічною функцією залежності напруги U_d . Коефіцієнт детермінації $R^2=0,981$ вказує на те, що апроксимація майже повністю відповідає апроксимованим даним. Для зміни інших параметрів доцільно застосовувати лінійну апроксимацію часу безаварійної роботи. Максимальна похибка по напрузі становить 0,16% для LqZ та 0,15% для інших елементів. Максимальна похибка по часу становить 0,34 год. для LqZ та 1,2 год. для інших елементів.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Впродовж останнього десятиліття, стартап як форма малого ризикового підприємництва набула широкого розповсюдження у світі завдяки зниженню бар'єрів входу в ринок (поява Інтернету в якості інструменту комунікацій та збуту дозволила простіше знаходити споживачів та інвесторів, займатись пошуком ресурсів, перетинати кордони між ринками різних країн), та вважається однією з основних складових інноваційної економіки, оскільки за рахунок мобільності, гнучкості та великої кількості стартап-проектів загальна маса інноваційних ідей зростає.

Однак створення й ринкове впровадження стартап-проектів відзначається підвищеним ризиком, оскільки успішними на ринку стає лише невелика їх частка, яка складає за різними оцінками 10...20% від загальної кількості стартап-проектів. Ідея стартап-проекту, взята окремо, майже нічого не варта, оскільки на початковому етапі існування проекту головним завданням його керівника є перетворення ідеї проекту у працюючу бізнес-модель. Створення бізнес-моделі починається з формування концепції товару чи послуги, орієнтованої на певну клієнтську групу, за наявних ринкових умов.

Етапи розробки стартап-проекту:

1. Маркетинговий аналіз стартап-проекту

На даному етапі здійснюється:

- розробка опису ідеї проекту та визначення загальних напрямів використання потенційного товару чи послуги, а також опис їх відмінностей від конкурентів;
- аналіз ринкових можливостей щодо реалізації стартап-проекту;
- на основі аналізу ринку розробляється стратегія впровадження потенційного товару в межах проекту на ринок.

2. Організація стартап-проекту

На даному етапі здійснюється:

- складання календарного плану-графіку реалізації стартап-проекту;
- розрахунок потреб в основних засобах і нематеріальних активах;
- формулювання потреби в матеріальних ресурсах та персоналі на основі визначення планового обсягу виробництва потенційного товару;
- розрахунок загальних початкових витрат на запуск проекту і необхідних для реалізації проекту планових загальногосподарських витрат.

3. Фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проекту

На даному етапі здійснюється:

- визначення обсягу інвестиційних витрат;
- розрахунок основних фінансово-економічних показників проекту (обсягу виробництва продукції, собівартості виробництва та ціни реалізації, податкового навантаження й чистого прибутку) та визначення показників інвестиційної привабливості проекту (запасу фінансової міцності, рентабельності продажів й інвестицій, періоду окупності проекту);
- визначення рівня ризикованості проекту та основних ризиків проекту, а також шляхів запобігання та реагування на ризики.

4. Заходи з комерціалізації проекту

На даному етапі:

- визначається цільова група інвесторів та описуються їх ділові інтереси;
- складається інвест-пропозиція, тобто стисла характеристика проекту для попереднього ознайомлення інвестора із проектом;
- плануються заходи з просування офerti (інвест-пропозиції): визначаються комунікаційні канали та площадки, плануються системи заходів з просування в обраних каналах та площадках;
- плануються ресурси для реалізації заходів з просування офerti.

Вищезазначені етапи при послідовній та вчасній реалізації створюють передумови для успішного ринкового старту.

4.1. Опис ідеї проекту

В табл. 4.1 наведено опис ідеї стартап-проекту, в табл.4.2 наведено визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту.

Таблиця 4.1

Опис ідеї стартап - проекту		
Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Створення системи діагностування та прогнозування несправностей напівпровідникових перетворювачів	Промислова електроніка	Запобігання виходу з ладу від простих до складних перетворювачів

Таблиця 4.2

Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W слабка сторона	N нейтральна сторона	S сильна сторона
	Мій проект	Конкурент 1	Конкурент 2	Конкурент 3			
Діагностика в реальному часі	+	-	-	-			+
Порівняння стану зі станом роботи в нормальному режимі	+	+	+	+		=	
Сповіщення про дефект у певному каскаді схеми	+	+	+	+		=	

4.2. Технологічний аудит ідеї проекту

Технологічна здійсненність ідеї проекту наведена в табл.4.3.

Таблиця 4.3

Технологічна здійсненність ідеї проекту			
Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
Прогнозування та діагностування стану напівпровідникових перетворювачів	Розробка алгоритму, дослідження, програмування;	Наявна	Доступна

4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Попередня характеристика потенційного ринку стартап проекту наведена в табл. 4.4., а характеристика потенційних клієнтів - в табл.4.5.

Таблиця 4.4

Попередня характеристика потенційного ринку стартап проекту

<i>Показники стану ринку (найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
Кількість головних гравців, од	20
Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	1000
Динаміка ринку (якісна оцінка)	Поступово зростає
Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Масове розповсюдження у вигляді програмного забезпечення
Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Згідно з ДСТУ
Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	80%

Таблиця 4.5

Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
Збільшення тривалості роботи напівпровідникових пристроїв	Великі підприємства що займаються виготовленням електронної техніки	Експлуатація згідно сертифікаційних правил	- до продукції: Ефективність Якість Надійність - до компанії-постачальника: Професіоналізм Чесність Порядність Технічна підтримка

Фактори загроз, їх зміст та можлива реакція компанії наведено в табл.4.6.

Таблиця 4.6

Фактори загроз

<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Збій програмного забезпечення	Наявність нових вірусів, що можуть занести зміни у прошивку ПЗ	Заміна пакету ПЗ

В табл. 4.7 наведено фактори можливостей, їх зміст та можливу реакцію компанії.

Таблиця 4.7

Фактори можливостей

<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Якість діагностики системи	Якісно написане програмне забезпечення	Залучення

В табл. 4.8 наведено результати ступеневого аналізу конкуренції на ринку.

Таблиця 4.8

Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
1. Тип конкуренції: чиста	В кого краще - в того купують	Покращення товару та обслуговування
2. За рівнем конкурентної боротьби: локальна	Належить до вузького ринку збуту;	Розширення функціоналу та орієнтації користувачів
3. За галузевою ознакою: внутрішньогалузева	Притаманна лише в середині однієї галузі застосування.	Розширення функціоналу та галузей застосування
4. Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Відрізняється видом схеми електричної, підбором компонентів між конкурентами.	Розширення функціоналу пристрою.
5. За характером конкурентних переваг: цінова та нецінова	Чим дешевше – тим привабливіше; Чим краще – тим рентабельніше;	Зниження собівартості та покращення якості товару.
6. За інтенсивністю: не марочна	Не жорстка конкуренція	Не агресивні форми піару

Фактори конкурентоспроможності та обґрунтування їх значущості наведено в табл.4.9.

Таблиця 4.9

Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)</i>
Ціна	Серед схожих по характеристикам систем обиратимуть ту, яка дешевше
Якість	Серед схожих по ціні систем обиратимуть яка має кращі характеристики
Відомість	При рівності двох перших факторів обиратимуть більш відомий товар

Результати порівняльного аналізу сильних та слабких сторін наведено в табл.4.10.

Таблиця 4.10

Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «DP»

<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Бали 1-20</i>	<i>Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з DP</i>						
		-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
Ціна					+			
Якість						+		
Відомість				+				

Аналіз слабких, сильних сторін стартап-проекту а також можливості та загрози наведено в табл.4.11.

Таблиця 4.11

SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Алгоритм Оптимізоване програмне забезпечення, яке швидко працює, при цьому, не сильно завантажує оперативну пам'ять на ПК	Слабкі сторони: Велика ціна
Можливості: Сповіщення про утворення дефекту на самому початковому рівні його формування	Загрози: Нові віруси, які «обходять» антивірус, можуть занести зміни у ПЗ

4.4. Розробка маркетингової програми стартап-проекту

Для розробки маркетингової програми стартап-проекту спочатку необхідно визначити базову стратегію конкурентної поведінки. Результати наведено в табл. 4.12

Таблиця 4.12

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?</i>	<i>Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?</i>	<i>Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?</i>	<i>Стратегія конкурентної поведінки *</i>
Ні	Так	Ні	Стратегія заняття конкурентної ніші

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару, тобто, вигоду, яку пропонує дана система для споживачів наведено в табл. 4.13.

Таблиця 4.13

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)</i>
Забезпечення довгої тривалості життя напівпровідникових систем	Автоматизована діагностика для запобігання появи дефекту	Сповіщає споживача про певний дефект у певному каскаді на самому початку утворення дефекту

В табл.4.14 наведено рівень цін на товари замітники та аналоги, а також верхня та нижня межа ціни на систему.

Таблиця 4.14

Визначення меж встановлення ціни

<i>Рівень цін на товари-замінники</i>	<i>Рівень цін на товари-аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачів</i>	<i>Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу</i>
100-110% від ціни нашого продукту	100-110% від ціни нашого продукту	100000	5000/10000грн

Формування системи збуту наведено в табл.4.15

Таблиця 4.15

Формування системи збуту

<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
Задоволення потреб, планування та керування роботою споживачів, отримання рекомендацій на основі прогнозу	Збут товару та задоволення запитуваних потреб клієнтів	Усі можливі канали збуту (глибока)	Власна

Висновки до четвертого розділу

В результаті проведення маркетингового аналізу перспектив реалізації запропонованих науково-технічних рішень та пропозицій, оцінювання можливостей їх ринкового впровадження можна стверджувати, що даний проект має можливість ринкової комерціалізації та може бути рентабельним на ринку. Зростання попиту на аналогічні товари додає масовості придбання подібних товарів, але створює жорсткі конкурентні умови виходу на ринок.

З огляду на сучасний стан ринку, що потребує нових ефективних рішень, проект має високі перспективи впровадження. Перешкодами для входження на ринок може бути сильний конкурентний тиск з боку великих фірм, які займаються розробкою аналогічних продуктів, а також потреба в кваліфікованих кадрах та дорогій апаратурі. Але якщо правильно розставити пріоритети та зарекомендувати себе на ринку, проект має великі шанси на прибуток. Подальша імплементація проекту є доцільною та рентабельною.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В даній роботі вирішено актуальну науково-практичну задачу ідентифікації несправностей квазі-Z DC-DC перетворювача та визначення часу і області безаварійної роботи при зміні параметрів перетворювача.

1. Показано, що задачами діагностування напівпровідникових перетворювачів є обробка експериментальних даних та прогнозування несправностей. На основі аналізу методів обробки експериментальних даних обрано метод Брандона внаслідок наступних переваг, таких як легка реалізація та точність опису даних. На основі аналізу методів прогнозування обрано метод чисельного аналізу, оскільки він має найбільш високу достовірність результатів серед інших методів.

2. У якості інвертора, що входить до складу DC-DC перетворювача з проміжною ланкою, було обрано квазі-Z інвертор, перевагами якого є наявність додаткового стану ключів, що дозволяє підвищувати рівень вихідної напруги без додаткових перетворювачів, а також знижене навантаження на джерело, безперервний вхідний струм в режимі підсилення та низька напруга на конденсаторі C2 і як наслідок – менші габаритні розміри.

3. Наявність аварійного стану та визначення його типу проводиться за значенням евклідової відстані між діаграмами нормальної роботи та діаграмами поточного стану перетворювача у часовій та спектральній областях. Показано, що визначення несправностей у спектральній області дозволяє легше розрізняти схожі стани (відносна різниця схожих станів в 9,6 разів більше), але потребує обчислення спектрів Уолша.

4. При зміні номіналу лише одного з елементів схеми запропоновано діагностувати поточне відхилення значення параметра від його номіналу за значеннями двох діагностичних показників - середнього значення випрямленої напруги навантаження в усталеному режимі та часу перехідного процесу.

5. При одночасній зміні номіналів декількох елементів формується область безаварійної роботи в координатах середнього значення випрямленої напруги навантаження та амплітудного значення вхідного струму, вихід за межі якої свідчить про появу несправності. Похибка визначення області безаварійної роботи методом Брандона становить 0,98%.

6. Показано, що похибка визначення часу безаварійної роботи залежить від функції апроксимації залежності діагностичного параметру при зміні параметрів схеми. Так при відхиленні індуктивності LqZ функція апроксимації U_d від часу t є нелінійною, тому для опису її залежності доцільно використовувати апроксимацію параболічною функцією – похибка у порівнянні з лінійною апроксимацією зменшується на 12,06...16,87%. Точність прогнозування часу безаварійної роботи становить 98,13...98,9%. Для зміни інших параметрів доцільно застосовувати лінійну апроксимацію часу безаварійної роботи. Похибка апроксимації функції лежить в межах 0,02...15,74%. Точність прогнозування часу становить 96,82...99,75%.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. М.Ю. Овсієнко «Дослідження роботи DC-DC перетворювача при зміні параметрів його елементів». XI міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018», с. 292-295.
2. Хижняк Т.А., Терещенко Т.О., Овсієнко М.Ю., Лайкова Л.Г. Діагностика DC-DC перетворювачів з квазі-імпедансною ланкою. Мікросистеми, електроніка та акустика Том 23, №2(103), 2018, с.42-48.
3. Терещенко Т.О., Хижняк Т.А., Лайкова Л.Г., Овсієнко М.Ю., Заруба Д.С. Визначення несправностей елементів напівпровідникових перетворювачів. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. 2018. Том 29(68) № 5, частина 3, с. 127-132.
4. Терещенко Т.О., Федін І.С., Овсієнко М.Ю., Лайкова Л.Г. Автономні інвертори в системах електроживлення з відновлюваними джерелами енергії. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. №2, 2019, с.49-54.
5. Голембиовский Ю.М., Пеньков Б.С. Аварийные режимы преобразовательной сети, построенной на базе инверторов напряжения // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силовая електроніка та енергоефективність”. – 2004. – Ч. 3. – С. 31-34.
6. Домнин И.Ф., Севрюков О.В., Вержановская М.Р. Локализация неисправностей силовой схемы автономного инвертора тока // Third International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems. – 1997. – Vol.2 – С.547-552.
7. Хижняк Т.А. Діагностика напівпровідникових перетворювачів із застосуванням вейвлет-функцій m-ічного аргументу: дис. ... канд. техн. наук : 05.09.12 / Хижняк Тетяна Андріївна; М-во освіти і науки України, Нац. техн.у-т України "Київський політехнічний інститут"; наук. кер. Петергеря Ю.С. – Київ, 2008. – 182 с.

8. Как проверить конденсатор, неисправности конденсаторов и их устранение. <http://radiostorage.net/4167-kak-proverit-kondensator-neispravnosti-kondensatorov-i-ih-ustranenie.html> [Электронный ресурс].

9. Простейшие способы проверки исправности электрорадиоэлементов. <http://electricalschool.info/main/electroremont/80-prostejjshie-sposoby-proverki.html> [Электронный ресурс].

10. Катушки индуктивности - проверка исправности и ремонт. http://vmitt-comp.do.am/publ/proverka_ispravnosti_i_remont_katushek_induktivnosti/18-1-0-77 [Электронный ресурс].

11. Проверка катушек индуктивности. <http://bip-mip.com/proverka-katushek-induktivnosti.html> [Электронный ресурс].

12. Смірнова Ю. А., Чорний О. П., Лашко Ю. В. Аналіз методів ідентифікації для визначення параметрів електричних машин. – Кременчук: 2010. – 61 с.

13. Ідентифікація динамічних систем. Активні і пасивні методи ідентифікації. <http://um.co.ua/9/9-3/9-32667.html> [Электронный ресурс]

14. Ивахненко А.Г. Индуктивные методы самоорганизации моделей сложных систем. – К.: Наук. думка, 1975. – 287 с.

15. Метод Брандона. <http://miest.narod.ru/iissvit/rass/vip19.htm> [Электронный ресурс]

16. Многофакторная зависимость. Метод Брандона <http://media.ls.urfu.ru/589/1606/3818/5224/> [Электронный ресурс]

17. Романовский В.И. Математическая статистика. – Ташкент: изд. АН Уз ССР, 1961. – 378 с.

18. Логіка побудови множинних кореляційно - регресійних моделей. http://pidruchniki.com/16011013/statistika/logika_pobudovi_mnozhinnih_korelyat_siyno_regresiynih_modeley [Электронный ресурс].

19. F - Test for Equality of Two Variances. <https://www.itl.nist.gov/div898/handbook/eda/section3/eda359.htm> [Электронный ресурс].

20. Малышенко Ю. В. Техническая диагностика: учебное пособие / Ю. В. Малышенко, Л. Ф. Стыцюра, В. И. Саяпин. – Владивосток: Издво ВГУЭС, 2010. – 302 с
21. Поляков В. А. Основы технической диагностики: учебное пособие для студентов вузов / В. А. Поляков. – М.: ИНФРА-М, 2013. – 118 с.
22. Закиров Р.Г. Прогнозирование технического состояния бортового радиоэлектронного оборудования // Труды Московского авиационного института. Выпуск №85. – 17с.
23. Белашев В.Ю., Чернова Н.М. Эффективные алгоритмы и программы вычислительной математики. – Магадан: СВКНИИ ДВО РАН, 1997. - 160с.
24. Глущенко П. В. Техническая диагностика. Моделирование в диагностировании и прогнозировании состояния технических объектов / П. В. Глущенко. – 2-е изд. – М.: Вузовская книга, 2008. – 248 с
25. Прогнозирование технического состояния оборудования. <https://pue8.ru/vibroakkusticheskaya-diagnostics/137-metody-prognozirovaniya-izmeneniya-tehnicheskogo-sostoyaniya.html> [Электронный ресурс].
26. MicroGrid – будущее электросетей. Кейсы, перспективы, возможности. <http://smartenergysummit.ru/novosti/microgrid-%E2%80%93-budushhee-elektrosetej.-kejsyi,-perspektivy,-vozmozhnosti> [Электронный ресурс].
27. Y. Fang and X. Ma, A Novel PV Microinverter With Coupled Inductors and Double-Boost Topology, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Dec. 2010. Vol. 25, № 12. P. 3139-3147.
28. N.D. Mortimer, Energy analysis of renewable energy sources, *Energy Policy*, 1991. Vol. 19, № 4. P. 374-385.
29. Staffan Jacobsson, Anna Bergek, Transforming the energy sector: the evolution of technological systems in renewable energy technology, *Industrial and Corporate Change*, October 2004. Vol. 13, № 5. P. 815–849.
30. Что такое микрогрид? <https://neosun.com/ru/chto-takoe-mikrogrid> [Электронный ресурс].

31. X. Fang, S. Misra, G. Xue and D. Yang, Smart Grid — The New and Improved Power Grid: A Survey, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2012. Vol. 14, № 4. P. 944-980.
32. Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview, *IEEE Trans. Power Electron.*, Sep. 2004. Vol. 19, № 5. P. 1305–1314.
33. James Momoh, Smart Grid: Fundamentals of design and analysis, - New Jersey: John Wiley & Sons inc., 2012 – 203с.
34. М.Н. Макаров, В.Г. Хайбрахманов. Многоуровневые инверторы напряжения. Обзор топологий и применение. *Вестник технологического университета*, Казань, 2016. Том 19, Вып. 22. С. 134-138.
35. M. R. Banaei, A. R. Dehghanzadeh, DVR based cascaded multilevel Z-source inverter, *2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, Kuala Lumpur, 2010, P. 51-56.
36. D. Sun, B. Ge, W. Liang, H. Abu-Rub, F. Z. Peng, "An Energy Stored Quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter-Based Photovoltaic Power Generation System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Sept. 2015, Vol. 62, № 9. P. 5458-5467.
37. S. Khomfoi, L.M. Tolbert, Multilevel power converters. Power electronics handbook, *Eslevier*, 2007. P. 451-482.
38. S. G. Song, F. S. Kang, S. J. Park, Cascaded multilevel inverter employing three-phase transformers and single dc input, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Jun.2009. Vol. 56, № 6. P. 2005-2014.
39. G. Yerri Babu, B. A. Loveswara Rao, Novel Cascaded Multilevel Inverter with Half Bridge and Full Bridge Cells in Series, *International Journal of Science and Advanced Technology*, 2012. Vol. 2, №1. P.71-76.
40. F.Z. Peng, Z-source inverters, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Mar. 2003. Vol. 39, № 2. P. 504-510.
41. Тюфанова А. А. Сравнительный анализ характеристик традиционного автономного инвертора напряжения с dc-dc преобразователем с квази-импедансным инвертором для системы электроснабжения службы управления движением судов // Технические науки: традиции и инновации:

материалы III Междунар. науч. конф. (г. Казань, март 2018 г.). — Казань: Молодой ученый, 2018. — С. 76-83.

42. Влияние электромагнитных помех

<http://www.sonel.ru/ru/biblio/article/quality-voltage/influence-electromagnetic-hindrance/> [Электронный ресурс].

43. Fang Z. Peng. (2003). “Z-Source Inverter”, IEEE Transactions on Industrial Applications, vol.39 (2), pp. 504-510.

44. R. Gupta, S. Teotia. “Performance Analysis of Z- Source Inverter and Quasi Z-Source Inverter”. International Journal of Electronics, Electrical and Computational System IJEECS ISSN 2348-117X, Volume 4, Special Issue May 2015

45. F. Z. Peng and Y. Huang. (2008). “Z-Source Inverter for Power Conditioning and Utility Interface of Renewable Energy Sources”, IEEE.

46. Miaosen Shen, Jin Wang, Alan Joseph, Fang Zheng Peng, Leon M. Tolbert, Donald J. Adams. (May/June 2006). “Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress”, IEEE transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 3.

47. Liivik, L.; Vinnikov, D.; Jalakas, T. SynchRonous Rectification in Quasi-Z-Source Converters: Possibilities and Challenges. *IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS2014)*, June 2-6, 2014, Kyiv, Ukraine, 32 - 35.

48. Strzelecki, R.; Vinnikov, D. Models of the qZ-Converters. – *Przegląd Elektrotechniczny*, 2010,86(6), 80-84.

49. Analysis of a Single-Phase Z-Source Inverter for Battery Discharging in Vehicle to Grid Applications / Y. Yu, Q. Zhang, B. Liang, X. Li, S. Cui // *Energies*. 2011.4. P. 2224–2235.

50. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. Новосибирск:НГТУ, 2000. Ч. 2. 197 с.

51. О.Б. Шонин, Р.А. Салов. Динамические свойства z-инвертора в составе частотно-регулируемого привода. *Известия ТулГУ. Технические науки*. - 2017. - Вып. 6 - с.73-81.

52. M. H. Rashid. (2001). "Power electronic hand book", San Diego: Academic Press.

53. Anderson J., Peng F. Four quasi-Z-Source inverters // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008). – 2008, pp. 2743 – 2749. (DOI: 10.1109/PESC.2008.4592360)

54. Yuan Li, Anderson J., Peng F.Z., Dichen Liu Quasi-Z-Source Inverter for Photovoltaic Power Generation Systems // 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2009). – pp. 918 – 924. (DOI: 10.1109/APEC.2009.4802772)

55. Vinnikov D., Roasto, I., Zakis J., Strzelecki R. New Step-Up DC/DC Converter for Fuel Cell Powered

Distributed Generation Systems: Some Design Guidelines // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review). – 2010. – vol.86. – no.8 – pp. 245 – 252.

56. А.И. Чуб. Модель двухтактного квази-импедансного преобразователя для малого сигнала. Силовая электроника и электроэнергетика – Спец. выпуск. Т. 2 № 8 (114) - 2013 - с. 12-18

57. Joel Anderson, F.Z. Peng . (2008). "Four Quasi-Z-Source Inverters", IEEE , pp 2743-2749.

58. Haitham Abu-Rub A. I. (2013). "Quasi-Z-Source Inverter-Based Photovoltaic Generation System With Maximum Power Tracking Control Using ANFIS", IEEE , pp 12.

59. Jorge G. Cintron-Rivera ,Yuan Li, Shuai Ziang and Fang Z. Pheng. (Dec.2011). "Quasi-Z-source inverters with energy storage for Photovoltaic Power Generation Systems", IEEE Transactions on Power Electronics.

60. Liivik, L. Semiconductor Power Loss Reduction and Efficiency Improvement Techniques for the Galvanically Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converters : Diss.deg. of Doctor of Philosophy in Engineering: July 12, 2015/ Liivik Liisa - TUT PRESS, 2015 – 107 p.

61. Jalakas, T.; Roasto, I.; Vinnikov, D.; Agabus, H. Novel power conditioning system for residential fuel cell power plants. *3rd IEEE International Symposium on Power ElectRonics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2012., 578-585.

62. Bisenieks, L.; Vinnikov, D.; Zakis, J. Analysis of operating modes of the novel isolated interface converter for PMSG based wind turbines. *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2011, 1-8.
63. Strzelecki, R.; Vinnikov, D. Models of the qZ-Converters. – *Przegląd Elektrotechniczny*, 2010,86(6), 80-84.
64. Zakis, J.; Vinnikov, D. Design and implementation issues of integrated magnetics for quasi-Zsource inverters. – *Proceedings of XV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF2011*, 2011, 1-8.
65. Бессонов А.А., Загашвили Ю.В., Маркелов А.С. Методы и средства идентификации динамических объектов – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 280 с.
66. Технические средства диагностирования: Справочник / В.В.Клюев, П.П.Пархоменко, В.Е.Абрамчук и др.; Под общ.ред. В.В.Клюева. – М.: Машиностроение, 1989. – 672 с.
67. Черных И.В. Simulink: Среда создания инженерных приложений. – М.: Изд-во: Диалог-МИФИ, 2003. – 496 с.
68. А. М. Трахтман, В. А. Трахтман. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах М.: Сов. Радио,С. 1975 -208 с.
69. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений. Изд. 2-е. М., 1962.

ABSTRACT

Actuality of theme. Due to the rapid development and spread of MicroGrid technology, which involves the use of alternative sources of electricity as one of the main elements of the power supply network, the need for new topologies capable of maximizing the use of the DC source, minimal losses in the conversion process and high quality of the output voltage appeared. With the emergence of new topologies, there is a need to diagnose their possible malfunctions and to predict the failure of these circuits by changing their currents and voltages.

Therefore, the analysis, identification, diagnosis and prediction of quasi-Z DC-DC converter's malfunctions is a relevant topic of research.

Association of work with scientific programs, plans and topics. The dissertation was prepared at the Department of Industrial Electronics of the National Technical University of Ukraine « Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute» in accordance with the tasks of the State Budget Theme of the Ministry of Education and Science of Ukraine “Heterogeneous Network of Collection, Transmission and Processing of Information for the MicroGrid Distributed Generation System” (DR No. 0119U001184), in which the author was the executor.

The purpose of the study is to develop methods and algorithms for identifying malfunctions in the time and spectral domain and predicting the trouble-free time of the quasi-Z DC-DC converter.

The object of the study is the electromagnetic processes in DC-DC converters during operation in normal and emergency states.

The subject of the study is methods of diagnosing and prediction malfunctions of electrical converters.

To achieve this goal, **the following tasks** were solved:

- Review of causes of converter's elements malfunctions;
- Classification of methods of identification and prediction of converters malfunctions;

- Overview of inverter topologies in power systems with alternative energy sources;
- Modeling of DC-DC converter with AC link;
- Development of emergency and pre-emergency states diagnostics methods of the converter according to diagrams and spectra of its currents and voltages;
- Development of a method for determining the time of converters trouble-free operation.

Research Methods: The Brandon method was chosen to form an accident-free area. The numerical analysis method was selected to predict the inverter condition. Also used are methods of electronic circuit's analysis, method of least squares, methods of function's approximation.

Scientific novelty of the obtained results:

For the first time, it is proposed to determine the presence of emergency states in DC-DC converters on the Walsh spectrum in the steady state mode - the appearance of more than one non-zero component of the spectrum indicates a malfunction or change of circuit parameters.

For the first time, it is proposed to determine the type of emergency state by the value of the Euclidean distance between the diagrams of normal operation and the diagrams of the transducer current state, in the spectral region, since in comparison with the case of analysis in the time domain the relative difference is 9.6 times larger.

With the simultaneous change of several parameters of the converter circuit, it was first proposed usage of the average value of the rectified load voltage and the amplitude value of the input current as diagnostic indicators, what allowed to form an area of trouble-free operation, going beyond the limits of which indicates a malfunction.

It is shown that the accuracy of determining the time of trouble-free operation depends on the function of approximation of the change of the diagnostic parameter.

The practical significance of the results obtained:

1. Recommendations are given to determine the presence of transmitter emergency states by the value of the Euclidean distance between the diagrams of normal operation and the diagrams of the current state of the transducer in the spectral region.

2. A method has been developed that allows, when changing the value of one of the elements of the scheme, to determine the current deviation of the parameter from the nominal value by the values of two diagnostic parameters - the average value of the rectified load voltage in steady state and the time of transient process.

3. A method of troubleshooting is developed for the case of simultaneous change of several parameters, which allows to form an area of trouble-free operation of the converter, going beyond the limits of which indicates the appearance of a malfunction.

4. Recommendations on the choice of the function of approximation of the diagnostic parameter from time in forecasting the time of trouble-free operation are given.

Personal contribution of the applicant. The dissertation is a synthesis of the results of theoretical and experimental researches carried out by the author independently. The work [1] was written personally by the author. The papers published with the co-authors include: [2,3] - modeling of the quasi-Z DC-DC converter circuit, measurement of values and removal of waveforms of currents and voltages of the converter; [4] - simulation of quasi-Z inverter circuit.

Examination of the dissertation results. The main theoretical principles and results of the master's study were presented in reports at scientific conferences: XI International Scientific and Technical Conference of Young Scientists "Electronics-2018", Kyiv, April 3-5, 2018; III International Scientific and Technical Conference "Smart Technologies in Energy and Electronics" –2018, Lazurne, August 21-25, 2018.

Publications. The main content of the dissertation is reflected in 4 scientific works, of which 3 articles in scientific professional editions according to the list of HAC of Ukraine:

1. M.Y. Ovsienko "Investigation of the operation of the DC-DC converter when changing the parameters of its elements". XI International Scientific and Technical Conference of Young Scientists "Electronics-2018", p. 292-295.

2. Khizhnyak T.A., Tereshchenko T.O., Ovsienko M.Y., Lajkova L.G. Diagnosis of DC-DC converters with quasi-impedance link. *Microsystems, Electronics and Acoustics* Volume 23, No.2 (103), 2018, p.42-48.

3. Tereshchenko T.O., Khizhnyak T.A., Lajkova L.G., Ovsienko M.Y., Zaruba D.S. Troubleshooting semiconductor transducer elements. Notes of the VI Vernadsky Taurida National University. Series: Technical Sciences. 2018. Volume 29 (68) No. 5, Part 3, p. 127-132.

4. Tereshchenko T.O., Fedin I.S., Ovsienko M.Y., Lajkova L.G. Standalone inverters in renewable energy systems. Notes of the VI Vernadsky Taurida National University. Series: Technical Sciences. No. 2, 2019, pp. 49-54.

Structure and scope of the thesis. The dissertation consists of an introduction, four sections, conclusions, a list of used sources of 69 titles and 1 appendix. The total volume of the dissertation is 113 pages, including 93 pages of the main text, 42 figures and 27 tables.